

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION



PROCEEDINGS OF THE 25TH CONFERENCE

2019

Název:	Proceedings of the 25 th Conference STUDENT EEICT 2019
Garant	prof. Ing. Vladimír Aubrecht, CSc.
Editor:	doc. Ing. Vítězslav Novák, Ph.D.
Vydavatel:	Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií
Vydáno v roce:	2019
Vydání:	první

Za obsahovou a jazykovou úpravu odpovídají autoři.

ISBN 978-80-214-5735-5

Obsah

Předmluva

Středoškolské projekty

Barbora Růžičková	2
COUPLING OF LASER BEAM INTO OPTICAL FIBERS	2
CARBON BATTERY	6
Helena Kolomazníková	
DIGITALIZACE PROSTOROVÝCH OBJEKTŮ POMOCÍ VÝPOČETNÍ TOMOGRAFIE	
S REKONSTRUKCÍ NA 3D TISKÁRNĚ	10
Tomáš Piroch	
NIXIE CLOCK CONTOLLED BY THE DCF77 SIGNAL	14
Veronika Růžičková	
THE COMPARISON OF LIGHT BULBS' PRICE AND PROPERTIES	18
Jiří Bartoš	
DESIGN AND CONSTRUCTION OF ELECTRIC LIGHTWEIGHT MOTORCYCLE	22
Anna Maxová	
THE COMPARISON OF THE ANSYS FLUENT SOLVERS IN THE SOLVING OF THE SUP	ERSONIC
FLOW IN THE APERTURES	26

Bakalářské projekty

Patrícia Klobušiaková	
CONNECTIVITY BETWEEN BRAIN NETWORKS DYNAMICALLY REFLECTS COGNITIVE	
STATUS OF PARKINSON'S DISEASE	
Tomáš Repčík	
DETECTION OF COLLAPSE BY ANDROID SMARTPHONE	
Ondřej Malina	
AUTOMATIC STRESS DETECTION USING NON-EEG BIOLOGICAL SIGNAL	
Richard Ředina	
CLUSTERING OF ECG CYCLES	42
Veronika Poláková	
TISSUE CHARACTERISATION IN SPECTRAL CT DATA	46
Andrea Fernández Martínez	
IDENTIFICATION OF PATIENTS AT THE RISK OF LEWY BODY DISEASES	
BASED ON ACOUSTIC ANALYSIS OF SPEECH	
Michal Gavenčiak	
SEMI-AUTOMATIC SEGMENTATION OF ON-LINE HANDWRITING	54
Martina Babicová	
COMPARISON OF HEART ACTIVITY SENSING DEVICES	
Vojtěch Waloszek	
ECG SIGNAL QUALITY ANNOTATION	62
Martin Milota	
PSEUDO-DIFFERENTIAL FREQUENCY FILTER USING CONVEYORS	
-	

Komunikační technologie a informační bezpečnost, Elektronika a komunikace

Biomedicínské inženýrství a bioinformatika, Zpracování signálů, obrazu a dat

Karolína Šrůtková
GRAPHICAL USER INTERFACE FOR NETWORK ASSESSMENT TOOL71
Matej Pancák
QUEUE MANAGEMENT ON ACTIVE NETWORK ELEMENTS
David Hirš
POWER ANALYSIS ON PRESENT LIGHTWEIGHT CIPHER AND HW COUNTERMEASURE
David Kolaja
SECURING NARROWBAND WIRELESS COMMUNICATION IN LICENSED BAND82
Dominika Šebestová
SECURITY ASSESSMENT FOR IEEE 802.11 FAMILY OF STANDARDS86
Dominik Walach
COEXISTENCE BETWEEN DVB-T2 AND LTE SYSTEMS IN THE 800 MHZ BAND –
A MEASUREMENT METHODOLOGY90
Dominik Krejčíř
LABORATORY WORKPLACE FOR MEASURING
PERFORMANCES OF DVB-T2/T2-LITE SYSTEMS93
Petr Pacner
RADAR ANTENNA DIAGNOSTIC MODULE97

Kybernetika a automatizace

Martin Radvanský

Lukáš Kořínek	
USER INTERFACE FOR EXPERT SYSTEM NPS	
Matej Roman	
ARTICULATED VEHICLE KINEMATICS	109
Juraj Golej	
SMALL CNC CUTTING MACHINE	113
Martin Šimek	
AUTOMATED AEROPONICS SYSTEM	117
Lukáš Horák	
INDUSTRY 4.0 TESTBED AUTONOMOUS "ICE CRUSHER" CELL	121
Jan Krejčí	
RETROFIT OF MILING MACHINE	125
Radim Karniš	
INDUSTRY 4.0 TESTBED AUTONOMOUS "SHAKER" CELL	
Petr Dvorský	
AUTONOMOUS CELL "SODAMAKER" FOR INDUSTRY 4.0 TESTBED	131
Lucie Byrtusová	
SIMPLE EMBEDDED STEPPER MOTOR DRIVER FOR INDUSTRIAL USAGE	

Mikroelektronika a technologie

PHOTOVOLTAIC SYSTEM WITH SUN-TRACKER	140
Jan Hrabovský	
MATERIALS FOR BIODEGRADABLE BONES BASED ON Fe	144
Filip Šmatlo	
COMPARING OF 3D MODELS USED FOR SHADOW SIMULATION IN PVSOL	150
Lucie Balcárková	
LABORATORY EXPERIMENT FOR SUBJECT ECOLOGY OF PRODUCTION: INFLUENCE	
OF WATER VAPOUR ON THE AMOUNT OF INCIDENT SUNLIGHT	154
Jan Brodský	
CHARACTERIZATION OF ELECTRICAL PROPERTIES OF GRAPHENE-BASED MATERIALS	
ON MEMS STRUCTURES	158
Martin Balajka	
MEASURING CARD FOR ELECTRICAL IMPEDANCE TOMOGRAPHY	162

Silnoproudá elektrotechnika a elektroenergetika

Martin Štefek	
DIFFERNT METHODOLOGIES FOR ESTIMATING PHOTOVOLTAIC ROOF POTENTIAL	167
Lukáš Pala	
DESIGNING A SAMPLE PANEL OF SAFETY ELECTRICAL EQUIPMENT	
FOR NON-INDUSTRIAL USE	171
Pavel Pololanik	
ACTIVE AND REACTIVE ENERGY FLOWS ANALYSIS OF 110/22 KV	
TRANSFORMATION POINTS	175
Vladimír Bílek	
TIME-HARMONIC ANALYSIS OF AN INDUCTION MACHINE BY OPEN-SOURCE	
SOFTWARE	179
Radim Volek	
ACTIVE PROTECTION AND MONITORING DEVICE FOR WIRELESS CHARGERS	

Magisterské projekty

Biomedicínské inženýrství a bioinformatika

Jana Musilová	
SIGNALING PATHWAY FOR BUTANOL PRODUCTION	
IN CLOSTRIDIUM BEIJERINCKII NRRL B-598	187
Jan Matula	
SEGMENTATION OF CARTILAGE TISSUE IN MICRO CT IMAGES OF MOUSE EMBRYOS W	ITH
MODIFIED U-NET CONVOLUTIONAL NEURAL NETWORK	191
Miroslav Stibůrek	
MINIATURE FIBER-OPTIC TEMPERATURE SENSOR BASED ON FP INTERFEROMETER	195
Filip Mívalt	
AUGMENTATION TECHNIQUE FOR ARTIFICIAL PHASE-CONTRAST MICROSCOPY IMAG	ES
GENERATION FOR THE TRAINING OF DEEP LEARNING ALGORITHMS	
Jakub Jindra	• • •
STRESS DETECTION ON NON-EEG PHYSIOLOG. DATA	203
Magda Macickova	207
CLASSIFICATION OF HIGH FREQUENCY OSCILLATIONS IN INTRACRANIAL EEG	207
Elektronika a komunikace, Silnoproudá elektrotechnika a elektroenergetika	
Jakub Prouza	
PLANAR ANTENNA ARRAY FOR KU BAND	212
Lucie Urbanová	
LOCATION AWARE ANALYTICS IN THE CONTEXT OF MOBILE NETWORK PERFORMANC	CE
OPTIMIZATION	216
Soňa Kovaľová	
INTERFEROMETRIC MEASUREMENT OF OPTICAL SIGNAL IN TURBULENCE	220
Radim Zedka	
X-BAND EARTH OBSERVATION SATELLITE SOFTWARE DEFINED RADIO	224
IVER LOIOVA	
DESIGN OF SUPER PREMIUM EFFICIENCY LINE-START PERMANENT MAGNET	220
STNCHRUNUUS MACHINE	
KOMANA HOMOIOVA THEDMAL MODEL OF LINE STADT DEDMANENT MACNET SVNCHDONOUS MOTOD	
AND ITS DDACTICAL VEDIEICATION	222
AND ITS PRACTICAL VERIFICATION	232
ANAL VSIS OF THE SVSTEM DOWED STATION DESTODATION DATHS IN MODES	
AND PSCAD SW	236
AND I SCAD SW Radak Tamának	230
WIRELESS POWER TRANSFER 20 kW	240
Komunikační technologie a informační bezpečnost	
Aneta Kolackova	

SIMULATION SCENARIOS FOR THE ANALYSIS OF MOBILE TRANSPORT NETWORK	
BEHAVIOR	
Pavol Lieskovský	
FACE PARAMETRIZATION FROM VIDEO USING FACE RECOGNITION METHODS	
Roman Klus	
BIG DATA ANALYTICS IN THE CONTEXT OF MOBILE NETWORK PERFORMANCE	
OPTIMIZATION	

Michal Látal	
SIMULTANEOUS TRANSMISSION OF 200 GBIT/S, 10 GBIT/S AND ACCURATE TIME	
TRANSMISSION OVER 100 KM USING ONLY ONE STEP AMPLIFICATION	259
Jan Chlapek	
VULNERBILITY OF GPON NETWORK ELEMENTS	262
Ondřej Pospíšil	
SOFTWARE DEFINED RADIO FOR LORAWAN	
Martin Potočňak	
COEXISTENCE BETWEEN LTE AND LORA SYSTEMS IN THE 2.4 GHZ ISM BAND	270
Jakub Přibyl	
SOFTWARE DEFINED RADIO FOR SIGFOX TECHNOLOGY	273

Kybernetika a automatizace

Mikroelektronika a technologie

Lukáš Svoboda

SYNT	HESIS, CHARACTERIZATION AND CENTRIFUGAL FORCE SPINNING OF SULFURIZED	
POLY	MERS FOR ELECTROCHEMICAL POWER SOURCES	339
Ondřej K	Ivač	
EX-SI	TU XRD CHARACTERIZATION OF ELECTRODES FOR ELECTROCHEMICAL POWER	
SOUR	CES	343

Soňa Peterová	
POLYMERS AND COPOLYMERS FOR GEL POLYMER ELECTROLYTES USABLE IN ELECTROCHEMICAL CURRENT SOURCES	47
David Holinka	
PROTOTYPE OF ADAPTIVE REAR LAMP	51
Barbora Kulíková	
ELECTROCHEMICAL PROPERTIES OF LITHIUM-ION BATTERY UNDER ELEVATED TEMPERATURE	55
Radek Němec	
DELTA 3D PRINTER CONSTRUCTION WITH 32-BIT ELECTRONICS	59
Peter Fecko	
GECKO MIMICKING SURFACES	62
Jan Smejkal	
ORGANIC ADDITIVES CONTROLLING ZINC DEPOSITION FROM ALKALINE SOLUTIONS36	66
Martin Búran	
USING OF WIREBONDING IN THE HOT-WIRE ANEMOMETRY	70
Jakub Orolin	
MOVING OBJECTS MONITORING SYSTEM	73
Daniel Michalik	
CONSTRUCTION AND CONTROL OF MULTIPURPOSE MILLING MACHINE	11
Zpracování signálů, obrazu a dat	
DEED LEADNING RASED SOUND EVENT RECOGNITION 38	82
DEEF LEARNING DASED SOUND EVENT RECOGNITION	32
HAND DETECTION IN STATIC IMAGES VIDEO SEQUENCES AND REAL TIME	
CAMERA FEED 38	86
Rohdan Tyshchenko	50
DETECTION OF PATHOLOGICAL VERTEBRAE IN SPINAL CT UTILISED BY MACHINE	
LEARNING METHODS 39	90
Jiří Víteček. Jakub Šalplachta	
REDUCTION OF METAL ARTEFACTS IN CT DATA WITH SUBMICRON RESOLUTION USING	
DUAL-TARGET CT	94
Matěj Ištvánek	
ENHANCEMENT OF GLOBAL TEMPO COMPUTATION IN BEAT TRACKING SYSTEM BASED ON	N
TEAGER-KAISER ENERGY OPERATOR	98
Juraj Tuchyňa	
WIRELESS DATA TRANSFER IN MODERN VEHICLES40	01
Ondrej Mihálik	
BAND-LIMITED SIGNAL EXTRAPOLATION USING LEAST SQUARES APPROXIMATION BY	
PROLATE SPHEROIDALWAVE FUNCTIONS	05
Martin Tilgner	
PEDESTRIAN DETECTION IN IMAGE BY MACHINE LEARNING40)9
Daniel Adámek	
CALIBRATION OF ROBOTIC ARM USING CAMERA41	13
Jan Pospišil	1.
LUCALIZATION IN LUKAWAN TECHNULUGY41 Dadah Mažný	10
KAUCH MIOZNY ON THE DEDEODMANCE OF NADDOWDAND IOT (ND IOT), UNIVEDRAL HANDLER D	
UN THE PERFURMANCE OF NAKKOWBAND IOT (NB-IOT): UNIVERSAL HANDHELD	10
WEADUREWENT DEVICE	19
JAIUSIAV HAJUK SMART HOME SYSTEM	72
Martin Kiac	-0
UTILIZATION OF MODERN IMAGE PROCESSING METHODS IN CONTROL OF LABORATORY	
PROCESSES	27

Doktorské projekty

Biomedicínské inženýrství a bioinformatika

David Kuřátko	
AN INFLUENCE OF PHYSICAL ELECTRODE MODELS IN RAT'S HEAD FORWARD	
MODELLING	32
Branislav Hesko	
DEEP CONVOLUTIONAL NETWORKS FOR OCT IMAGE CLASSIFICATION	37
Eva Valterova	
TIME DELAY ESTIMATION BETWEEN RETINAL ARTERIES AND VEINS PULSATIONS USING	
INSTANTANEOUS PHASE44	42
Petra Novotna	
BODY SURFACE POTENTIAL MAPPING IN ANIMAL EXPERIMENTS - PILOT STUDY44	17
Michal Hracho, Eva Valterová	
A SIMPLE METHOD OF LOCALIZATION AND VISUALIZATION OF SPONTANEOUS VENOUS	
PULSATIONS44	52
Veronika Svozilová	
COMPARISON OF MANUAL AND AUTOMATIC DETECTION OF MUSCLE ACTIVATION	
MOMENTS	57

Elektronika a komunikace

Petr	Skrvia
IUU	on ya

DEVICE FOR AUTOMATIC TESTING OF ULTRASONIC GAS LEAK DETECTOR	
Pavel Seda	
THE OPTIMISATION OF LARGE SCALE LOGICAL CIRCUITS	
Jan Slacik	
SERIAL BUS UTILIZATION FOR SMART METERS IN HOME AREA NETWORK	
MiroslavWaldecker	
SYMBOLIC ACTIVE RC CIRCUIT SYNTHESIS USING MATLAB	
Jaroslav Zechmeister	
3D-PRINTED LENS FOR HIGH DIRECTIONAL LOW-PROFILE ANTENNA	
Erik Herceg	
PASSIVE BALANCER FOR EIGHT CELL BATTERY LiFePO4 PACK	
Ondrej Fiser	
OPTIMIZING BIAS POINT OF HIGH EFFICIENCY CLASS-B GAN POWER AMPLIFIER	
FOR THE BEST EFFICIENCY	

Komunikační technologie a informační bezpečnost

Martin Rajnoha	
SCALABLE PERSON IDENTIFICATION SYSTEM FOR REAL-TIME APPLICATIONS	500
Martin Holik	
GPON FRAME DATABASE DESIGN	505
Marek Sikora	
SLOW DOS ATTACKS DETECTION AND MITIGATION	510
David Grenar	
NETWORK PERFORMANCE OPTIMIZATION	515
Josef Brychta	
BENCHMARKS WITH POINTS ON ELLIPTIC CURVES	520
Jan Krejci	
OPEN-SOURCE IMPLEMENTATION OF SMART HOME GATEWAY FOR Z-WAVE PROTOCO	L525

Petr Dejdar

U							
UNIVERSAL	GRAPHICAL	USER INTERFA	ACE FOR MU	LTI VENDOR	EDFA OPTI	CAL MODULES	
CONTROL							530

Kybernetika a automatizace

Ondrej Bostik	
SEGMENTATION OF THERMAL IMAGES	536
Vilem Karsky	
COMPARISON OF THE MITTAG-LEFFLER FUNCTION AND LAGUERRE FUNCTIONS FOR	
EVALUATING THE INVERSE LAPLACE TRANSFORM	541
Tomas Benesl	
PACKML AND ITS INTEGRATION INTO ABB ROBOT STUDIO FOR HOLONIC	
MANUFACTURING SYSTEM TESTING	546
Jan Glos	
REFTOOLBOX - REFRIGERATION TOOLBOX FOR MATLAB/SIMULINK	551
Tomas Lazna	
LOCALIZATION OF GAMMA RADIATION SOURCES	556
Ondřej Bartík	
PARAMETER IDENTIFICATION OF THE TWO-MASS MECHANICAL FLEXIBLE SYSTEM USIN	IG
WELCH METHOD	561
Michal Šindelář	
SHOCK RESPONSE SPECTRUM TESTING WITH SHOCK MACHINE	566
Michal Skalský	
COMPACT FIBER-OPTIC CURRENT SENSOR UTILIZING MULTIPLE MODES	571
Adam Ligocki	
COLLISION AVOIDANCE FOR ATEROS ROBOTIC SYSTEM	576
Norbert Zsitva	
COMPARISON OF GENERALIZED AND SIMPLE LAGUERRE FUNCTIONS FOR TIME-DELAY	
SYSTEM APPROXIMATION	581
Ondřej Baštán	
AUTOMATIC LEVELING AND LOADING PLATFORM FOR AUTONOMOUS	
PRODUCTION LINE	586
Martin Doseděl	
A COMPARISON OF METHODS FOR THE BEARING STATE EVALUATION	591
Jakub Krejčí	
MONITORING OF BRIDGES CORROSION LEVEL	596
Jan Kunz	
FEW ISSUES WHEN MEASURING A HIGH-G-SHOCK	601

Mikroelektronika a technologie

Michal Fíbek	
LITHIUM-TITANATE MATERIAL FOR LITHIUM-ION BATTERIES	607
Martin Mačák	
NUMERICAL ANALYSIS OF A MASS SEPARATOR	613
Luděk Horák	
COMPARISON OF MEASURING INSTRUMENTS DESIGNED TO ELECTRICAL PROPERTIES	
ANALYSIS OF EPOXY RESINS WITH DIFFERENT FILLERS	618
Laila Znbill	
PHOTOVOLTAIC CELLS IN LOW-LIGHT OPERATION	623
Iuliia Veselkova	
ELECTROCHEMICAL PROPERTIES OF GEL POLYMER ELECTROLYTES MODIFIED FLAME	
RETARDANTS	628
David Veverka	
EFFECTS OF LAYERED STRUCTURES ON ELECTROSTATIC PHENOMENA	633

Katerina Karmazinova INFLUENCE OF AMBIENT ATMOSPHERE TO ACTIVE MATERIAL OF DISASSEMBLED LI-I ACCUMULATOR	ON 638
Radim Zahradníček HYDROGEN PEROXIDE SENZING BY DICHALKOGENIDE QUANTUM DOTS PREPARED BY LPE	643
Kamil Jaššo INFLUENCE OF AMBIENT TEMPERATURE ON ELECTROCHEMICAL PARAMETERS OF LITHIUM-SULFUR BATTERIES	648
Silnoproudá elektrotechnika a elektroenergetika	
Zuzana Bukvisova	
FINDING THE FAULT INCEPTION TIME USING WAVELET TRANSFORM	654
CURRENT SUPPLIES FOR WATER DISINFECTION	659
Ladislav Knebl	
OPTIMIZATION OF INTERIOR PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MOTOR USING EVOLUTIONARY OPTIMIZATION ALGORITHM	664
JAN KOUDEIKA SIMULATION OF THREE-PHASE SHORT CIRCUIT CONDITION	
ON A SYNCHRONOUS MACHINE	669
Jiri Ctibor	
ST MICROELECTRONICS BLDC DRIVE DEMONSTRATOR SOFTWARE PRE-DEVELOPMENT	Т674
ANALYSIS OF PASSIVE HEAT REMOVAL SYSTÉM TROUGH STEAM GENERATOR BY ANSOFT FLUENT	679
Dušan Benda	
NON-TRADITIONAL QUASI-RESONANT SNUBBER CIRCUIT FOR FLYBACK CONVERTER .	685
PRODUCTION OF ISOMERIC STATES IN THE DEUTERON-INDUCED REACTION OF GOLD AT INCIDENT ENERGY 4.4 GEV	690
Ondrej Rubes	
DESIGN OF BACK TO BACK CONVERTER FOR SMALL HYDRO POWER PLANT	694
Daniel Janik SPECTRUM ANALYSIS OF DAMAGED LED LIGHT SOURCES	699
Teoretická elektrotechnika, fyzika a matematika	
Rashid Dallaev CHARACTERIZATION OF ALN THIN FILMS DEPOSITED ON THERMALLY PROCESSED SIL SUBSTRATES USING PE-ALD	JCON
Jindřich Oulehla	
LIDT TESTS ON OPTICAL ELEMENTS UNDER SPECIAL CONDITIONS	709
Rastislav Motuz THE OTDR DETECTOR NOISE EFFECT OF THE PLASMA CURRENT DETECTION IN TOKAMAK-TYPE FUSION REACTORS	713
Tomáš Hejtmánek	/15
MEASURED PARAMETERS OF THE THREE-AXIS GAUSSMETER	718
Nikola Papež Advanced structural, analysis of sulcon sol ad cells	702
AD VANCED STRUCTURAL ANALTSIS OF SILICON SOLAR CELLS	123
POSSIBILITIES OF WIRELESS CHARGING FOR MULTIPURPOSE ELECTRONIC SYSTEMS	728

Zpracování signálů, obrazu a dat

Václav Mecerod	
COOPERATIVE AND CONNECTED MOBILITY FILED TESTING ENVIRONMENT	.734
Martin Kolarik	
DENOISE PRE-TRAINING FOR SEGMENTATION NEURAL NETWORKS	.739
Pavel Sikora	
SIMULATIONS OF DYNAMIC BANDWIDTH ALLOCATION ALGORITHMS	.744
Jan Dorazil	
COMMON CAROTID ARTERY WALL LOCALIZATION IN B-MODE ULTRASOUND IMAGES	.749
Vojtech Myska	
LANGUAGE-INDEPENDENT TEXT CLASSIFIER BASED ON RECURRENT	
NEURAL NETWORKS	.754
Petr Musil	
CYCLING OF VRLA LEAD-ACID BATTERIES FOR USE IN UNINTERRUPTIBLE POWER SUPPL	IES
AND MEASUREMENT OF FAILED BATTERIES	.759
Ondřej Sládok	
PSEUDO-DIFFERENTIAL HIGH-ORDER FREQUENCY FILTER	.764

In modern technology, exchanging information, experience, and contacts on a broad basis is the cornerstone of success. To promote this principal activity, the Faculty of Electrical Engineering and Communication, Brno University of Technology, has organized and hosted for a quarter of a century the **STUDENT EEICT**, a multifaceted symposium of young researchers in <u>e</u>lectrical <u>e</u>ngineering, information science, and <u>c</u>ommunication technologies. This year's **25th annual conference** continues the fruitful tradition of joining together creative students and seasoned science or research specialists and industry-based experts. Supervised by the Electrical and Electronic Association of the Czech Republic, the event involves multiple corporate partners, collaborators, and evaluators, whose intensive support and advice embody an invaluable asset for the entire EEICT community.

Importantly, the conference is a competitive, motivating forum that, in addition to encouraging students to further develop their knowledge, interests, and employability potential, also directly offers career opportunities through the affiliated PerFEKT JobFair, a yearly job-related workshop and exhibition complementing the actual EEICT sessions. In this context, the organizers acknowledge the long-term assistance from the Ministry of Education, Youth and Sports of the Czech Republic, which has proved essential for refining the scope and impact of the symposium.

These Proceedings comprise 174 full papers grouped in chapters according to relevant topics and subdisciplines. The contributed manuscripts were first peer-reviewed and then submitted to the authors for correction or rearrangement; at present, the articles are ready to be defended before examiners including corporate specialists and academics.

Considering all the efforts and work invested, I hope that the 25th **STUDENT EEICT (2019)** will be successful and beneficial for all the participants and would like to thank the sponsors, experts, students, and collaborators, whose relentless energy enabled us to make the conference happen. I believe that the inspiration gathered during the event will contribute towards further rise of open science and research, giving all the attendees a chance to freely discuss their achievements and views.

Prof Vladimír Aubrecht Dean of the Faculty of Electrical Engineering and Communication

Středoškolské projekty

COUPLING OF LASER BEAM INTO OPTICAL FIBERS

Barbora Růžičková

Středoškolský studijní program na víceletém gymnáziu (4), Gymnázium Moravská Třebová

E-mail: barbora.ruzickova@mensa.cz

Supervised by: Petr Drexler

E-mail: drexler@feec.vutbr.cz

Abstract: Our project deals with examination of coupling of laser beam into optical fibers. In the first part of our project theoretical knowledge essential to the practical part was gathered. Subsequently the effectiveness of 4 different manual coupling methods was measured. In addition, measurements to the numerical aperture in both single- and multi-mode fibers were completed. Finally, the obtained data were made into comparison of the efficiency and suitability of individual fibers and methods for manual coupling.

Keywords: laser beam, optical fiber, multi-mode fiber, single-mode fiber, numerical aperture, fiber coupling

1 ÚVOD

Cílem našeho projektu bylo porovnat čtyři způsoby vazby laserového paprsku do optického vlákna a dosáhnout co největší účinnosti u jednotlivých vazeb.

Při navazování paprsku do vlákna potřebujeme, aby čočka fokusovala (zaostřila) paprsek tak, aby dopadl přesně do jádra a nepřekročil mezní úhel navázání, což je při ruční vazbě velmi těžké, zvlášť při malém průměru jádra, které má jednovidové vlákno [1]. Proto předpokládáme, že tovární vazba bude už díky přesnosti strojů účinnější než ruční vazba provedené s takřka obyčejnou čočkou. Použitím specializovaného optovláknového kolimátoru počítáme s lepším zaostřením paprsku a tudíž s větší účinností navázání, ale i tak nečekáme možnost, že by vazba s kolimátorem předčila vazbu tovární.

Jednovidová vlákna vykazují nejlepší parametry optické přenosové cesty. Mají nejmenší průměr jádra, do 10 mikrometrů. Takto malé jádro má za následek malý úhel odrazu ve vlákně a tím pádem dominantní existenci jednoho vidu záření, ale i ztížení navazování laserového paprsku do vlákna. Naproti tomu u mnohovidového vlákna s velkým průměrem jádra (desítky mikrometrů) by mělo být navazování lehčí, protože by se do většího jádra mělo navázat více z laserového paprsku ztenčeného kolimátorem či čočkou.

Mezi mikroskopickými objektivy očekáváme nejlepší účinnost u objektivu se zvětšením 45x, jelikož dokáže paprsek zmenšit nejvíce z námi zvolených objektivů [2].

2 POSTUP MĚŘENÍ

Při našem experimentu jsme porovnali 4 způsoby vazby laserového záření do optického vlákna.

K měření bylo použito mnohavidové vlákno s jádrem o průměru 105 μ m ± 2 % dlouhé 1 m a jednovidové vlákno s průměrem vidového pole 3,6 až 5,3 při 633 nm dlouhé taktéž 1 m.

1. ZPŮSOB – INTEGROVANÉ NAPOJENÍ VLÁKNA NA ČIP LASEROVÉ DIODY (PIGTAIL)

U tohoto způsobu jsme měli předem optické vlákno navázané a přitavené ke krystalu polovodičového laseru, což nám bránilo k změření výstupního výkonu laseru, proto jsme uvažovali výkon uvedený výrobcem laseru v jeho datovém listě.

Napojením vlákna do měřiče optického výkonu jsme zjistili výstupní výkon záření z vlákna v dBm, který jsme následně přepočítali na mW. Poté jsme vypočítali účinnost vazby.

2. ZPŮSOB – VOLNOPROSTOROVÁ VAZBA FOKUSOVANÉHO ZÁŘENÍ DO APERTURY VLÁKNA POMOCÍ ASFÉRICKÉ ČOČKY A PĚTIOSÉHO NANO/MIKRO – MANIPULÁTORU

Nejprve jsme z obou stran vláken odstranili primární ochranu a zalomili je ručním způsobem. Při zalamování se obnažené vlákno uchytí k podložce pomocí lepicí pásky. Následně provedeme velmi lehký přítlak ostří diamantového nástroje k povrchu obnaženého vlákna. Místo dotyku překryjeme kapkou destilované vody a zatáhneme za vlákno ve směru jeho podélné osy, čímž dojde k odlomení vlákna.

Kvalitně provedené zalomení zkontrolujeme např. pomocí mikroskopu, laboratorní lupy se zvětšením větším než 20x nebo i pomocí samotného mikroskopického objektivu. Kvalitně provedený lom se vyznačuje rovnou plochou konce vlákna, kolmou k jeho podélné ose a absencí prasklin a výčnělků zbytků skla.

Dále jsme na konce vlákna nasadili provizorní konektory (Obrázek 1) s jejichž pomocí jsme jeden konec uchytili na manipulátor a druhý jsme připojili do měřiče optického výkonu. Poté jsme mezi paprsek laseru a optické vlákno připevnili asférickou čočku s takovou ohniskovou vzdáleností (11 mm), která splňovala podmínku vazby v rámci akceptančního úhlu. Čočka pak soustředila paprsek do jádra vlákna. Následně jsme se snažili navázat do vlákna laserový paprsek pomocí pozicionování tak, aby bylo dosaženo maximálního výstupního výkonu záření z vlákna. Vzhledem k malému rozměru jádra vlákna bylo nutné provést pozicionování se značnou přesností. Byl proto použit pětiosý manipulátor, který umožňuje posuv objektu (konce vlákna) v osách x, y a z s teoretickým minimálním krokem 80 nanometrů nastavovaným pomocí krokových motorů, viz Obrázek 2. Další dvě osy umožňují náklon konce vlákna ve dvou směrech vůči směru laserového paprsku a ovládají se manuálně.



Obrázek 1: Zalomené vlákno procházející ferulí optovláknového FC konektoru.

Po navázání paprsku do vlákna a následném změření výstupního výkonu záření z vlákna jsme opět vypočítali účinnost každého z nich.

3. ZPŮSOB – VYUŽITÍ NASTAVITELNÉHO OPTOVLÁKNOVÉHO KOLIMÁTORU

Postup byl velmi podobný jako u předchozího způsobu. Jediným rozdílem bylo, že jsme namísto asférické čočky uchytili na montážní stojánek optovláknový kolimátor, který byl poté ručně pozicionován pro dosažení maximálního výstupního výkonu záření z vlákna. Nakonec jsme změřili výstupní výkon záření z vlákna a vypočítali účinnost u jednotlivých vláken.



Obrázek 2: Manipulátor použitý při experimentu a); detail asférické čočky a vlákna v konektoru b).

4.ZPŮSOB – VYUŽITÍ MIKROSKOPICKÝCH OBJEKTIVŮ

Počínali jsme si skoro stejně jako u předchozích dvou způsobů, místo asférické čočky či kolimátoru jsme však použili mikroskopické objektivy. Tento způsob jsme zkoušeli pouze u jednovidového optického vlákna. Použili jsme při něm tři objektivy s přiblíženími 10x, 20x, 45x a pětiosý nano/mikro-manipulátor. U každého objektivu jsme vždy změřili výstupní výkon z vlákna a vypočítali jeho účinnost.

Typ navázání	Výkon na vstupu v mW	Výkon na výstupu v dBm	Výkon na výstupu v mW	Účinnost v %
Optovláknový kolimátor (MMF)	6,37	- 2,25	25 2,09	
Asférická čočoka (MMF)	6,37	- 4,9	1,13	17,74
Pigtail (SMF)	10	1,4	4,83	48,3
Optovláknový kolimátor (SMF)	6,37	- 34,4	0,00622	0,1
Asférická čočoka (SMF)	6,37	- 27,5	0,00127	0,02
Mikroskopický objektiv se zvětšením 10x (SMF)	6,37	- 31,75	0,00235	0,04
Mikroskopický objektiv se zvětšením 20x (SMF)	6,37	- 24,2 0,0133		0,2
Mikroskopický objektiv se zvětšením 45x (SMF)	6,37	- 30,5	0,0031	0,05

Tabulka 1: Porovnání vazeb; (MMF - Multi-Mode Fiber/mnohavidové vlákno, SMF - Single-Mode Fiber/jednovidové vlákno)

3 POSTUP VÝPOČTŮ

Vlnová délka záření laseru použitého při experimentech byla 633 nanometrů u helium-neonového laseru, respektive 635 nanometrů u polovodičového laseru. Použitý měřič optického výkonu byl ale kalibrován pro nejbližší vlnovou délku 780 nanometrů. Germaniový detektor použitý v měřiči má na 633 (635) nanometrech 3,5krát nižší citlivost než na 780 nanometrech. Pro dorovnání citlivosti měřiče optického výkonu budeme výsledek vždy násobit 3,5krát.

Jelikož měřič udává výkon v jiných jednotkách (dBm) než ve kterých jsou uvedeny výkony v tabulkách (mW), musíme je přepočítat pomocí vzorce

$$P(mW) = 10^{\frac{P(dBm)}{10}},$$
 (1)

jímž převedeme dBm na mW.

Účinnost poté vypočítáme vzorcem

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} \cdot 100 \%, \tag{2}$$

kde P1 je výkon na vstupu optického vlákna a P2 je výkon na výstupu optického vlákna.

4 ZÁVĚR

Výsledky našeho projektu potvrdily, že je výrazně složitější navázat paprsek do jádra jednovidového vlákna, než je tomu u mnohavidového vlákna s širším jádrem.

Jak jsme předpokládali, tovární výroba u vlákna s pigtailem vyšla z měření nejlépe, ani u ní však nedosáhlo navázání účinnosti blížící se stu procentům. Z ručně navázaných vláken vyšla nejlépe vazba s kolimátorem u mnohavidového optického vlákna s účinností 32,7 %.

Nejhůře v našem pokusu dopadly vazby do jednovidových vláken, které jsme si představovali lepší.

Kvůli neúspěchu při navazování paprsku do jednovidového vlákna jsme se pokusili dosavadní výsledky vylepšit pomocí mikroskopických objektivů. U nich jsme sice dosáhli velkého zmenšení fokusovaného bodu záření, i přesto se však výsledky účinnosti neblížily výsledkům dosaženým u mnohavidového vlákna. Vzhledem k velmi malému průměru jádra jednovidového vlákna je nutné provést velmi přesné nastavení fokusovaného bodu vůči jádru. Dále je očividně rovněž nutné zajistit přesnou paralelní orientaci osy vlákna a osy svazku. Přesnost nastavení paralelní orientace byla ale v našem případě omezená, protože pro osy náklonu vlákna bylo použito manuální nastavení manipulátoru. Nikoli mnohem přesnější motorové jak pro osy x,y a z. Tato nepřesnost byla zřejmě důvodem dosažené nízké účinnosti. Pro její zlepšení je žádoucí osazení manipulátoru přesným motorizovaným nastavením náklonů manipulovaného objektu.

Nad rámec vytyčených cílů jsme změřili numerickou aperturu (dále NA) optických vláken, a ověřili jsme si tak parametry vláken uvedené výrobcem. NA jsme měřili u jednovidového i mnohavidového vlákna. Obě měření dopadla podle našich představ, i když u mnohavidového vlákna s větším počtem vidů nastaly menší problémy s interferenčním obrazcem, ve kterém měl každý vid jinou intenzitu, a nebylo tedy jednoduché docílit přesných výsledků. U jednovidového vlákna byla námi naměřená NA zhruba 0,13, přičemž výrobcem udaná hodnota byla v rozmezí 0,10 – 0,14, a u mnohavidového vlákna jsme naměřili 0,23, zatímco výrobce uvedl NA v rozmezí 0,22 \pm 0.02.

REFERENCE

- [1] SENIOR, J. M.; JAMRO, M. Yousif. *Optical fiber communications: principles and practice*. Pearson Education, 2009.
- [2] Fiber Optic Coupling, Newport Corp Technical Note, dostupné online: https://www.newport.com/resourceListing/technical-notes?facetName=ProductSection&q= %3Arelevance%3Aresourcecategory%3AOptics, 11.3.2019.

CARBON BATTERY

Josef Henzl

HIGHER PROFESSIONAL AND SECONDARY TECHNICAL SCHOOL (4.C; VOŠ a SPŠ Žďár nad Sázavou) E-mail: jsf.henzl@gmail.com

Supervised by: Hana Kopicová

E-mail: kopicova@spszr.cz

Abstract: This project is focused on solving a real world problem, by having a different angle of approach on making rechargeable battery cells. The active material is meant to be made from old and used materials and is to be transformed into something useful and valuable.

Keywords: cell, battery, carbon

1 ÚVOD

Problematikou, kterou se tato práce zabývá je zvyšující se poptávka po bateriích a snižující se množství využitelného materiálu na výrobu zejména lithiových baterií. Cílem této práce je implikace již existujícího tiskařského průmyslu do výroby baterií z levných a široce dostupných materiálů.

2 PRVKY BATERIE

2.1 AKTIVNÍ VRSTVA

Aktivní vrstva se dále skládá ze tří částí: <u>aktivní materiál</u>, <u>tmel</u> nebo také <u>lepidlo</u> a <u>solvent</u>. Aktivním materiálem v tomto případě je aktivní uhlík s velkou aktivní plochou. Výhodou tohoto uhlíku je, že může být vytvořen z jakéhokoli materiálu na bázi uhlíku, jako např. starý papír, zbytky jídla nebo třeba piliny. V tom se skrývá ekologické využití odpadu. Dále tmel, který je zastoupen acetátem celulózy, který jsem sehnal ve formě cigaretových filtrů, které se dobře rozpustí v acetonu. Tyto tři materiály se smísí dohromady v určitém poměru a výsledkem je aktivní vrstva připomínající hustý inkoust, která se dá jednoduše nanést na daný substrát. Tento substrát je v mém případě tiskařská gáza. Aktivní vrstva se nechá zaschnout, a co zůstane, tak je pouze aktivní materiál přidržený na místě tmelem.

2.2 ELEKTROLYT

Jako elektrolyt jsem zvolil síran zinečnatý (heptahydrát) rozpuštěný v destilované vodě. Ten umožňuje pohyb iontů mezi anodou a katodou. Tento elektrolyt jsem mohl nechat jak je, ale já ho vzal ještě o krok dál a udělal z něj gel. Ten zajišťuje zabránění odpaření a nižší možnost jeho úniku. Koncentrace soli v destilované vodě je 2:1 mol, to je 575 g soli na 1000 g vody. Pro vytvoření gelu se tento roztok zahřeje a zamíchá se do něj 3% xantamové gumy v poměru na jeho celkovou hmotnost.

2.3 SEPARÁTOR

Separátor zabraňuje dotyku mezi katodou a anodou, aby nenastal zkratovaný obvod. Jako separátor jsem použil obyčejný kuchyňský papír, který mimochodem splňuje většinu požadavků na dobrý separátor.

2.4 **PROUDOVÝ KOLEKTOR**

Jako proudové kolektory jsem zvolil grafitovou fólii. Ta vlastně slouží jako obyčejné plus a mínus na baterii a má za úkol dodávat a odebírat elektrickou energii z anody a katody.

3 PROCES VÝROBY A PRINCIP FUNKCE BATERIE

Výroba nebyla uskutečněna ve zvláště vytříbených prostorách, či pomocí speciálního náčiní, ba naopak. Celá tato práce byla zaměřena na výrobu z materiálů dostupných široké veřejnosti. Dokonce bylo využito aktivního uhlí získaného karbonizací starého papíru, což je ideální, jelikož nás to zbavuje odpadu a ten je navíc zadarmo. Jednou ze zajímavých funkcí aktivní vrstvy je také její vodivost, díky které je možno vytvářet kreslitelné elektrické obvody, viz obrázek č. 7.

Tato baterie funguje na principu interkalace. To je proces, při kterém je iont z elektrolytu uložen mezi dvě vrstvy uhlíku (hostitele), a tím mezi anodou a katodou vzniká potenciál. Tyto vrstvy uhlíku se nacházejí jak na anodě, tak i na katodě. Čím větší aktivní plocha uhlíku v m²/g, tím větší je i možná uchovatelná energie článku.



Obrázek 1: Proces nanášení aktivní vrstvy



Obrázek 2: Rozložený článek



Obrázek 3: Individuální článek



Obrázek 4: 12V baterie



Obrázek 6: 12V baterie pohánějící LED pásek



Obrázek 7: Kreslitelný elektrický obvod





4 VYBÍJECÍ CHARAKTERISTIKA

Obrázek 8: Vybíjecí charakteristika při 20mA

5 PARAMETRY

Tabulka 1: Parametry jednotlivého článk	cu
---	----

Nominální napětí článku	2.25 V		
Zkratový proud	1,53 A		
Kapacita	20 mAh		
Energetická hustota	25 mWh		
Vnitřní odpor	7.25 Ω		
Hmotnost aktivního materiálu	0,6 g		
Celková hmotnost	48 g		
Rozměry	145x125x2.2 mm		
Cena proudových kolektorů	28 Kč		
Cena vyjma proudových kolektorů	2 Kč		
Gravimetrická hustota energie a kapacita článku	0,52 Wh/kg a 0,41 Ah/kg		

6 ZÁVĚR

Tato práce je z velké části experimentální a stále na ní něco upravuji. Daná baterie sice není nijak výkonná a v této fázi výroby by asi nenašla moc využití, ale to, že je schopna vykonat vůbec nějakou doopravdovou práci, je dle mého názoru úžasné, vzato v potaz, za jakých podmínek a z jakých materiálů byla vytvořena. To vše a přitom je znovu dobíjitelná a minimálně závadná životnímu prostředí.

DIGITALIZACE PROSTOROVÝCH OBJEKTŮ POMOCÍ VÝPOČETNÍ TOMOGRAFIE S REKONSTRUKCÍ NA 3D TISKÁRNĚ

Helena Kolomazníková

Gymnazium Třebíč, 3. ročník E-mail: h.kolomaznikova@email.cz

Supervised by: Daniel Chalupa

E-mail: daniel.chalupa@vut.cz

Abstract: The tomograph prototype based on visible light is devised and built in this paper. The propose of software for object scanning and data evaluation was included too. The principles of medical tomographs were used for prototype designing.

Keywords: CT systems; tomograph prototype; Arduino; Octave

1 ÚVOD

Práce se zaměřuje na tomografické zobrazovací systémy (dále "TZS"). TZS používané v lékařství získávají pomocí rentgenového záření snímky různých částí těla pacienta v mnoha rovinách a zobrazovacích úhlech. Výsledné snímky jsou počítačově zpracovány a výsledný obraz je možné sledovat na monitoru počítače.

Cílem práce bylo vytvořit prototyp tomografu, který namísto rentgenového záření využije viditelné světlo. Práce zahrnovala také postup zpracování získaných dat a rekonstrukci zvoleného objektu (Obr. 1).

2 PROTOTYP

Prototyp (Obr. 2) byl navržen na základě principů konstrukce CT (computed tomography). Světlo prochází objektem, který vrhá stín na stínítko. Stín je vyfocen digitálním fotoaparátem. Objektem je figurka zalitá v umělé pryskyřici.



Obrázek 1: Snímaný objekt



Obrázek 2: Prototyp

2.1 KONSTRUKCE

Prototyp světelného tomografu se skládá ze dvou světelných zdrojů (1W a 4W), krokového motorku s otočnou platformou a třemi vyměnitelnými stínítky, která se dají posouvat směrem k nebo od objektu. Všechny části jsou uzavřené v boxu, který je uvnitř nabarvený na černo, aby stín nenarušovalo odražené světlo. Na boku krytu jsou tlačítka – dvě na spouštění světel a jedno pro spouštění motorku.

2.2 Řízení

Prototyp je ovládán mikrokontrolerem Arduino UNO, který je řízený programem napsaným v prostředí Arduino IDE^[4.]. Tlačítka pro světla se dají spínat nezávisle na sobě (rozsvítit jedno, nebo obě světla). Tlačítkem pro spouštění motorku začne cyklus otočení motorku, zobrazení aktuálního úhlu otočení na displej a vyfocení stínu. Tato sekvence se opakuje od 0° do 360° po nastaveném kroku.

3 OVĚŘENÍ PROTOTYPU

U CT systémů se provádí základní rekonstrukce objektu pomocí zpětné projekce. Jedna projekce se získá z jedné tomografické roviny. Rentgenové záření prochází řádkem (rovinou) objektu (Obr. 3), hodnoty útlumu záření na výstupu z tohoto řádku se ukládají do řádku sinogramu. Průchodem rtg záření stejnou vrstvou z různých úhlů se postupně ukládají hodnoty zeslabení rtg záření a výsledkem je kompletní sinogram. Zpětná projekce spočívá v rozvinutí jednotlivých řádků sinogramu v úhlu, v jakém byly sejmuty. Jednotlivé řádky sinogramu se promítají zpět do matice (zpětná projekce získaných profilů zeslabení) a z každého řádku tak získáme vrstvu výsledného objektu.^[5.]Dalšími metodami rekonstrukce u CT systémů je Fourierova rekonstrukce a iterační rekonstrukce.^{[1.][2.]}

Rekonstrukce obrazu snímaného prototypem se provádí pomocí programu napsaného v Octave.^[3.] Jeden ze snímků uložíme jako referenční obrázek, podle kterého se vypočte velikost výsledné matice. Fotografie se převedou na negativ a zmenší. Pro každý snímek daného úhlu se vypočte matice pixelů. Tyto matice se sečtou a z výsledné matice se pomocí příkazů *isosurface a stlwrite* vypočte isoplocha 3D objektu (Obr. 4) a rekonstruovaný objekt se uloží jako *.stl soubor využitelný pro jeho tisk na 3D tiskárně.

Kvalita výsledného obrazu závisí na kvalitě snímků. Nejlepší výsledky byl dosaženy použitím papírového stínítka. Porovnání kvality fotografií stínů jednotlivých stínítek je možné vidět na Obr. 5.



Obrázek 3: Sběr dat^[6.]



Obrázek 4: Rekonstruovaný objekt



Obrázek 5: Vlevo stín z papíru, uprostřed fólie, vpravo plátno

Stín z fólie nebyl pro další snímkování využitelný, protože folie propouští příliš světla a stín se nedá dobře rozeznat. Nejostřejší stín je snímkovaný na plátně. Ukázalo se ale, že plátno je řídké a také propouští světlo. Jako nejlepší se ukázal stín z papíru, kde je stín po celé své ploše stejný, přestože je v něm poměrně velký šum.

4 ZÁVĚR

Byl vytvořen funkční prototyp tomografu a provedeno snímkování objektu v různých kombinacích částí prototypu. Byly vyhodnoceny jednotlivé varianty a jako nejlepší se jeví použití méně výkonného zdroje světla s větším úhlem rozptylu a stín snímaný na papírovém stínítku.

Úspěšnost rekonstrukce objektu závisí na kvalitě provedení jednotlivých kroků. V první řadě je to počet a kvalita snímků. Tu by bylo možné zlepšit použitím maximálního rozlišení fotoaparátu nebo jiným materiálem stínítka, např. plátna s vyšší gramáží. Objekt je vhodné umístit co nejblíže stínítku. Fotografie je možné dál upravit – ořezat případné tmavé okraje snímku, odstranit šum nebo zvýšit jejich kontrast. V dalším zpracování je vhodné používat, pokud možno neredukovanou, tj. nasnímanou velikost snímků. To je ale náročné na výpočetní techniku.

PODĚKOVÁNÍ

Děkuji organizaci JCMM za finanční podporu práce. Dále děkuji Ing. Danielu Chalupovi za jeho čas, rady, a pomoc při konstrukci prototypu.

REFERENCE

- [1] DRASTICH, Aleš. *Tomografické zobrazovací systémy*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a informatiky, Ústav biomedicínského inženýrství, 2004. ISBN 80-214-2788-4.
- [2] SCHUPPLER, David. *Zobrazovací systémy v lékařství*. Brno: Střední průmyslová škola elektrotechnická Brno, učební text oboru Lékařská elektronika, 2008.
- [3] Dokumentace k programu Octave <u>https://www.mathworks.com/</u>.
- [4] Dokumentace k programu Arduino https://arduino.cz/.
- [5] SÚKUPOVÁ, Lucie. *Radiační ochrana při rentgenových výkonech to nejdůležitější pro praxi*. Praha: Grada Publishing, 2018. ISBN 978-80-271-0709-4.
- [6] Principy rekonstrukce CT obrazu | Lucie Súkupová. Něco málo o zobrazování a dávkách v radiodiagnostice, ale i mimo ni, aneb co by Vás mohlo zajímat [online]. Copyright © Lucie Súkupová. Všechna práva vyhrazena. [cit. 29.03.2019]. Dostupné z: http://www.sukupova.cz/principy-rekonstrukce-ct-obrazu/

NIXIE CLOCK CONTOLLED BY THE DCF77 SIGNAL

Tomáš Piroch

Secondary Technical School of Mechanical and Electrical Engineering Liberec 1, Masarykova 3 (E4A)

E-mail: tomas.piroch@pslib.cz

Supervised by: Petr Zenkl

E-mail: petr.zenkl@pslib.cz

Abstract: The thesis is focused on realization of nixie clocks controlled by radio signal DCF77. The thesis contains the theoretical part, where theory of the DCF77 signal is described and practical part with description of design and following nixie clock connection, and clock chassis.

Keywords: signal, DCF77, frequency, nixie

1 ÚVOD

Cílem této práce je návrh a následná konstrukce digitronových hodin, které budou řízeny rádiovým signálem DCF77 (D – Deutschland, C – označení pásma dlouhých vln, F – frankfurtský region, 77 – přibližná vysílací frekvence v kilohertzích). V práci je nejprve rozebrána teoretická část pojednávající o signálu DCF77. V praktické části je rozebrán výběr vhodných součástek pro celé hodiny a napájecí zdroj, vypracování schématu, návrh DPS (deska plošných spojů) a následné odeslání do výroby, osazení DPS a následné oživení celých hodin včetně modulu pro příjem signálu DCF77. Dále je v práci popsána tvorba šasi pro hodiny a následná finalizace výrobku.

2 DCF77

2.1 CO JE TO SIGNÁL DCF77

Signál DCF77 je označení pro časový rádiový signál, vysílaný z vysílací stanice Maunflingen, která se nachází přibližně 25 kilometrů od Frankfurtu nad Mohanem. Signál souží především k synchronizaci hodin vybavených přijímačem tohoto signálu. Vysílání trvá nepřetržitě již od září 1970. [2]

Časová informace pro signál DCF77 je v souladu s normovaným údajem PTB (Spolkový fyzikálně technický ústav). Přesný čas a nosná frekvence (77,5 kHz) je získávána z césiových atomových hodin. [3] Signál je od roku 1998 vysílán tranzistorovým vysílačem o výkonu 50 kW. Do roku 1998 byl používán elektronkový vysílač o shodném výkonu. Původní elektronkový vysílač se nyní využívá jako záložní při výpadku nebo servisu tranzistorového vysílače. [2] Vysílací frekvence je 77,5 kHz. Do okolí je následně vyzářen 150 metrovou všesměrovou anténou s kapacitním zakončením. Při údržbě nebo poruše je použita záložní anténa o výšce 200 metrů. [1] Signál je vysílán 24 hodin denně, ovšem mohou nastat krátkodobé výpadky v případě údržby (přepnutí na záložní anténu), případně delší výpadky způsobené především bouřkami.

2.2 KÓDOVÁNÍ SIGNÁLU DCF77

Nosná frekvence, tedy 77,5 kHz je amplitudově modulována sekundovými znaky. Každou sekundu (kromě 59. sekundy v každé minutě) nastane pokles amplitudy nosné na dobu 100 ms (nula) nebo 200 ms (jedna) o 25%. Přesný moment snížení nosné je přesný počátek sekundy. Pokud amplituda nosné nepoklesne, je to oznámení o následujícím minutovém znaku. Informace o přesném čase a datu jsou binárně kódovány BCD (dvojkově reprezentované dekadické číslo) kódem pomocí zmíněného poklesu amplitudy.

2.3 ŠÍŘENÍ SIGNÁLU DCF77

Způsobem jakým se signál DCF77 šíří je ionosférická vlna. Ionosféra je složená z několika vrstev, přičemž pro dlouhé vlny je podstatná vrstva D a vrstva E. Vrstva D existuje pouze ve dne a nachází se ve výškách 50, až 90 km nad zemským povrchem kde odráží dlouhé vlny zpět k Zemi a kratší vlnové délky skrz ni prochází. V noci vrstva D zaniká a dlouhé (a střední) vlny se odráží od vrstvy E, která se nachází ve výškách 90 až 130 km. [3] Během dne je dosah vysílače asi 1900 km, v noci pak až 2100 km.

3 DIGITRONOVÉ HODINY

3.1 **DIGITRONY**

Digitron neboli znaková výbojka je pasivní elektronická součástka, která svým vzhledem připomíná vakuovou elektronku. Jedná se o skleněnou baňku naplněnou neonem s příměsí argonu. Digitron dále obsahuje jednu společnou anodu, která je tvořena mřížkou z tenkých vodičů a několik katod ve tvaru zobrazovaných znaků. Zápalné napětí je 120 – 200 V, obvykle se používá zápalné napětí 170 V. Po přiložení zápalného napětí mezi jednu z katod a anodu začne směsí plynů procházet proud a okolo vybraného znaku se vytvoří doutnavkový výboj oranžové barvy.

K buzení digitronů se používají obvody MH74141. Jedná se o převodník BCD na 1 z 10, který je schopen ovládat vysoké napětí, kterým jsou napájeny digitrony. Každý obvod je přiřazen k jednomu digitronu. Obvod je zapouzdřen v THT (Through-hole technology) pouzdru DIP16. Napájecí napětí obvodu je 5 V.

3.2 PŘIJÍMAČ SIGNÁLU DCF77

Pro přijímání signálu DCF77 byl zvolen modul *DCF77-Empfänger BN 641138* (viz. obrázek 1). Tento přijímač je založen na čipu T4224. Přijímač má svorky Vcc, GND, OUT a OUT inv. Mezi svorky Vcc a GND je přivedeno stejnosměrné napájecí napětí v rozmezí 2,5 V až 15 V. Odběr přijímače je 3 mA. Svorky OUT a OUT inv jsou výstupy, přičemž OUT inv je invertovaný výstup.

Příjem signálu probíhá přes feritovou anténu. Pro nejlepší příjem je vhodné anténu umístit vodorovně, bokem k vysílači. Kvalitu přijímaného signálu velmi ovlivňuje vysokofrekvenční rušení, především spínané zdroje, jejichž spínací frekvence je blízká frekvenci signálu DCF77. Na obrázku 2 je zobrazen signál DCF77 na osciloskopu po přijmutí přijímačem.



Obrázek 1: Modulu DCF77-Empfänger BN



Obrázek 2: Signál DCF77 na osciloskopu – kanál 1 (žlutý) zobrazuje signál před AM demodulací, kanál 2 (modrý) zobrazuje signál po AM demodulaci

3.3 REALIZACE

Do finálního výrobku byly použity digitrony Z566M vyrobené firmou RFT kolem roku 1980. Na obrázku 3 je digitron Z566M zobrazující číslici 0. Obrázek 4 zobrazuje jednotlivé katody (znaky) digitrou. Na obrázku 5 je vidět společná anoda (mřížka) digitronu.





Obrázek 4: Jednotlivé katody



Obrázek 3: Digitron zobrazující číslici 0

Obrázek 5: Společný anoda digitronu

Kvůli rušení přijímače DCF77 nebylo možné pro napájení digitronů použít původně zamýšlený boost-up konvertor. Jako napájecí zdroj byl z tohoto důvodu použit transformátor původně určený pro předzesilovač s elektronkami 6N3. Transformátor má 2 vinutí (150 V a 6,3 V). Obě tato napětí jsou usměrněna dvoucestnými usměrňovači. Napětí po usměrnění činí 170 V a 8 V. Před anodou každého digitronu je připojen rezistor omezující proud digitronem (4,5 mA). Jeho hodnota se vypočítá stejně jako u předřadného rezistoru pro LED (viz. rovnice 1). Napětí 6,3 V je po usměrnění stabilizováno lineárním stabilizátorem LM7805 a následně použito pro napájení mikroprocesoru Atmega 16-16PU a obvodů MH74141. Schéma napájecího zdroje zobrazuje obrázek 8.

$$R_{dig} = \frac{(U_{max} - U_{dig})}{I_{dig}} = \frac{(170 - 140)}{4.5 \cdot 10^{-3}} = 6,66 \ k\Omega \tag{1}$$

Návrh schématu a DPS byl proveden v programu Eagle 7. Schéma (viz. obrázek 8) hodin je založeno především na katalogovém zapojení obvodů MH74141, které jsou připojeny k mikroprocesoru Atmega 16-16PU, který byl zvolen kvůli velkému množství výstupů a tudíž není nutné pro buzení obvodů používat multiplex. Dvouvrstvá DPS byla následně odeslána do výroby firmě JLCPCB. DPS byla osazena paticemi pro osazení IO (integrovaný obvod) a vodiči pro připojení digitronů. Osazená DPS (viz. obrázek. 6) byla oživena a umístěna do šasi z borovicového dřeva ruční výroby (viz obrázek 7). Napájecí zdroj i přijímač signálu DCF77 jsou umístěny každý v samostatné krabičce. K připojení zdroje slouží 3 pinový EURO konektor. Přijímač DCF77 je připojen konektorem JACK 6,3 mm.



Obrázek 6: Osazená DPS



Obrázek 7: Oživené digitronové hodinv v šasi



Obrázek 8 :Schéma digitronových hodin s napájecím

4 ZÁVĚR

V práci jsem se v teoretické části zabýval signálem DCF77. Díky tomu jsem prohloubil své znalosti o získávání přesných časových údajů a šíření elektromagnetických vln. Na základě teoretických znalostí jsem navrhl schéma a DPS hodin.

Největším problémem je synchronizace hodin se signálem DCF77 – přijímač se nachází v oddělené krabičce a musí být umístěn na vhodné pozici, tedy vodorovně, bokem k vysílači a ve větší vzdálenosti od spínaných zdrojů. Synchronizace za dobrých podmínek trvá dvě minuty, při nevhodném umístění přijímače se tento čas může zvýšit až na desítky minut.

S předešlým problémem souvisí i nemožnost použití spínaného zdroje pro napájení digitronů. Použitý napájecí transformátor bylo poměrně náročné získat, ale má tu výhodu, že příjem signálu neruší a má podstatně větší účinnost než spínaný zdroj.

REFERENCE

- [1] DCF77 [online]. [cit. 2019-03-20]. Dostupné z: https://cs.wikipedia.org/wiki/DCF77
- [2] POUPA, Martin. *Vysílač časového signálu a normál. frekvence DCF77* [on-line]. [cit. 2019-03-20]. Dostupné z: <u>http://home.zcu.cz/~poupa/dcf77.html</u>
- [3] *Šíření rádiových signálů: Český radioklub* [online]. [cit. 2019-03-20]. Dostupné z: http://www.crk.cz/SIRENIC

THE COMPARISON OF LIGHT BULBS' PRICE AND PROPERTIES

Veronika Růžičková

Středoškolský studijní program na víceletém gymnáziu (4), Gymnázium Moravská Třebová

E-mail: veronika.ruzickova@mensa.cz

Supervised by: Renata Holubová

E-mail: surname@feec.vutbr.cz

Abstract: My project deals with bulbs as a type of artificial lightning. It follows up on comparison of incandescent, LED, CFL and halogen bulbs in several aspects: illuminance and luminosity, luminous efficiency, quotient of illuminance and power input, light cone's shape, speed of stabilisation into full power, the electricity loss and most importantly the price of their usage. Luminosity of three different colors of LED 6W bulbs (of same distributor and type) was added as a bonus.

Keywords: light, bulbs, power input, luminosity, luminous efficiency, illuminance, price, electricity, bulbs comparison, LED, CFL, incandescent bulbs

1 ÚVOD

Na trhu je dnes možné najít nejrůznější typy žárovek od nejmodernějších až po poněkud zastaralé. Všimla jsem si však, že se někteří lidé moderním světelným zdrojům stále brání a zarputile používají staré klasické žárovky, dnes prodávané jako tzv.tepelné zdroje, kvůli jejich nízké ceně. Jejich prodej jako žárovky byl přitom z důvodu vysoké spotřeby elektrické energie v EU postupně zakázán v letech 2009, -10, -11 a -12.

Spolu s krátkou životostí těchto zdrojů světla právě zmíněná nařízení nasvědčují tomu, že by se dotyčným jejich počínání nemuselo vyplatit. Svými měřeními tak chci dokázat, zda jim novější typy žárovek připadají předražené po právu a stále se víc vyplatí používat ty starší, nebo je na čase začít využívat nejnovější LED technologii.

2 POSTUP A VÝSLEDKY

V mém projektu byly porovnávány následující vlastnosti klasických (+ jedné halogenové), LED a úsporných (= kompaktní zářivky) žárovek:

- Osvětlenost a Svítivost
- Elektrické (tepelné) ztráty
- Tvar kuželu světla
- Světelná účinnost
- Podíl osvětlenosti s příkonem
- Náběh a ustálení do plného výkonu
- Cena

OSVĚTLENOST A SVÍTIVOST

Osvětlenost byla měřena pomocí luxmetru. Byly zapisovány hodnoty v osmi vzdálenostech s rozdílem pěti centimetrů. Z nich byla potom podle vzorce $E = I / r^2$ vypočítána svítivost.

Nejlepší výsledky byly zaznamenány u žárovek klasických, například ve vzdálenosti 65 cm se pyšnily průměrem 1830 cd oproti LED s 75 cd a úsporným s 44 cd.

PODÍL OSVĚTLENOSTI S PŘÍKONEM

Tuto hodnotu jsem se rozhodla uvést, jelikož se mi zdálo nevhodné porovnávat svítivost např. 100W žárovky s žárovkou 6W.

K měření příkonu byl použit měřič spotřeby. Hodnota byla měřena vždy po 1, 2, 5, 10 a 15 min, poté z nich byl vypočítán průměr, kterým pak byla dělena osvětlenost.

Klasické (56 lx/W) a LED (49 lx/W) žárovky se od sebe v tomto výpočtu moc nelišily, úsporné (18 lx/W) však průměrně nedosáhly ani poloviny jejich hodnoty.

ELEKTRICKÉ (TEPELNÉ) ZTRÁTY

Měření bylo provedeno termokamerou. Byly zaznamenávány nejvyšší ztráty v bodě, které nasnímala, a následně z nich byla odečtena počáteční teplota, tedy teplota, již měly žárovky před rozsvícením (cca 25°C).

U kompaktních zářivek dosahoval průměr nejvyšších ztrát v bodě 101°C, u LED žárovek 60°C a u klasických žárovek nad 200°C.

TVAR KŘIVKY SVÍTÍVOSTI

Tímto měřením byla zjištěna osvětlenost ve stejné vzdálenosti v 90°, 120°, 150° a 180° od zdroje. Tvar křivky napovídá, kam se žárovka nejlépe hodí (do lampičky, lustru atd.) a závisí na tvaru provedení žárovky.

U LED žárovek se křivka svítivosti nakláněla častěji do výšky (pouze dva vzorky této hypotéze nevyhovovaly), zatímco u kompaktních zářivek většinou do šířky. U klasických žárovek (nepočítáme-li bodové) byl počet žárovek se sklonem do šířky a výšky vyrovnaný. Závěrem však je, že kužel světla nezávisí na typu žárovky, ale na její konstrukci.

SVĚTELNÁ ÚČINNOST

K výpočtu této hodnoty podle vzorce $K=\Phi/Po$ bylo nevyhnutelné použití informací uvedených výrobci žárovek, nebyli totiž k dispozici prostředky potřebné k zjištění hodnoty světelného toku (příkon byl taktéž použit od výrobců pro jednotnost).

Přeměna elektrického proudu v záření byla výrazně nejlepší u LED žárovek s průměrem 92 lm/W, u úsporných byl průměr 51 lm/W a u klasických pouze 11 lm/W.

NÁBĚH A USTÁLENÍ DO PLNÉHO VÝKONU

Tento údaj byl změřen pomocí luxmetru. Výsledky byly zpracovány formou grafu.

Všechny LED a klasické žárovky naběhly ihned. Kompaktní zářivky naběhly do plného výkonu až po chvíli, jednotlivé náběhy se lišily rychlostí.

CENA

Cena byla počítána na dobu 30.000 h (= nejdelší životnost u testovaných žárovek). Pro její vyčíslení byl vytvořen vzorec: x = Po * 30.000 * y + 30.000 / T * z, ve kterém *Po* vyjadřuje spotřebu v kWh, *y* průměrnou cenu 1kWh elektrického proudu v roce 2018, *T* životnost žárovky v hodinách a *z* cenu žárovky.

Kompaktní zářivky		LED žárovky		Klasické žárovky	
5W	1 037 Kč	3W	439 Kč	40W	5 439 Kč
7W	1 094 Kč	4W	592 Kč	60W	7 369 Kč
7W (s čepičkou)	1 104 Kč	4W (svíčka)	516 Kč	60W (bodová)	8 401 Kč
8W	1 317 Kč	4,5W (bodová)	612 Kč	100W	12 273 Kč
9W	1 380 Kč	9W	1 276 Kč	150W	18 756 Kč
11W	1 604 Kč	9,5W	1 421 Kč	42W (halogenová)	5 496 Kč
12W	1 582 Kč	-	-	-	-
Průměr:	1 302 Kč	-	813 Kč	-	9 622 Kč

 Tabulka 1:
 Cena za 30.000 h provozu žárovek včetně výměn.

POROVNÁNÍ SVÍTIVOSTI RŮZNÝCH TEPLOT SVĚTLA (NAD RÁMEC)

Pro rozdílné účely je vhodné využít rozdílnou teplotu světla (ložnice – teplá bílá, pracovna – denní bílá apod.). Pro získání požadované svítivosti je však u různého světla potřeba různého příkonu, porovnala jsem proto svítovost tří 6W LED žárovek stejného tvaru a od stejného výrobce.

Svítivost denní bílé (6.500 K) s nejvyšším podílem modré složky spektra byla průměrně 378 cd, studené bílé (4.100 K) 325 cd a teplé bílé (2.700 K) 263 cd.

*Všechna měření byla provedena v přítmí, aby okolní světlo neovlivňovalo výsledky.

3 ZÁVĚR

Podle mých předpokladů se nakonec nejvíce vyplatily nejnovější LED žárovky. I když si klasické v některých kategoriích nevedly nejhůř, s jejich vysokou spotřebou energie, nízkou životností a velkými tepelnými ztrátami jsou jejich přednosti zanedbatelné. Výsledky úsporných žárovek sice nebyly vyloženě špatné, v porovnání s vítěznými LED se ale jejich koupě nevyplatí. Halogenovou žárovku jsem bohužel měla k dispozici pouze jednu, nemůžu tedy tento typ hodnotit objektivně. Na druhou stranu se její vlastnosti nijak výrazně nelišily od klasických žárovek, a tak je i přesto zřejmé, že novějším světelným zdrojům nemohou konkurovat.

4 ZDROJE

http://ufmi.ft.utb.cz/texty/env fyzika/EF lab 04.pdf

https://www.svet-svitidel.cz/clanky-detail-kdy-namontovat-zarivku-led-halogenovou-ci-klasickouzarovku.htm

http://fyzika.jreichl.com/main.article/view/535-fotometricke-veliciny

https://www.eon.cz/radce/usporne-zarovky

http://www.termokamera.cz/princip-a-funkce/

https://kalkulackaenergie.com/jak-na-vypocet-spotreby-elektriny/

+ Wikipedie

DESIGN AND CONSTRUCTION OF ELECTRIC LIGHTWEIGHT MOTORCYCLE

Jiří Bartoš

Student, Gymnasium Žďár nad Sázavou (8.0) E-mail: bartos.jiri@student.gymzr.cz

Supervised by: Pavel Vorel

E-mail: vorel@feec.vutbr.cz

Abstract: This work deals with designing and constructing of lightweight electro motorcycle. It has four parts. The first part deals with things connected to underframe. In the next part there are some information about traction motor. The third part deals with regulator. The last part is focused on things connected to batteries.

Keywords: electromobility, electromotor, pulse width modulation, AGM

1 ÚVOD

Práce se zabývá stavbou lehkého motocyklu s elektrickým pohonem. Myšlenka stavby elektromotocyklu je motivovaná současným trendem elektromobility. Záměrem práce je vytvořit prakticky použitelný dopravní prostředek, který je vhodný ke každodennímu provozu. Největší přínos práce vidím v kompletní technické realizaci.

Svoji práci na elektromotocyklu bych rozdělil na čtyři základní části. Tyto čtyři části také rozdělují motocykl na čtyři základní součásti, ze kterých se skládá.

2 PODVOZEK MOTOCYKLU

Jako základ je použit podvozek z motocyklu Jawa 50/555 Pionýr. Rám motocyklu prošel značnými úpravami. Na původní rám byla přivařena konstrukce, která nese maketu palivové nádrže. Tato maketa je zhotovena z plastu, pod ní se nachází regulátor otáček, palubní nabíječka a akumulátory. Na rám jsou na více místech přivařeny různé úchyty, úpravou prošlo zavěšení kol, kompletně jsou vyměněné brzdy, nově má motocykl dvojici stupaček a dvojmístné sedlo. Finální přenos točivého momentu na kole je zprostředkován pomocí řetězu. Některé součásti podvozku jsou zhotoveny na 3D tiskárně. Většinu prací na podvozku jsem prováděl sám, některé složitější práce provedla firma NOVEKO STEEL s.r.o. a pan Zdenek Bílek.

3 ELEKTROMOTOR

Motocykl pohání uhlíkový elektromotor s cizím buzením permanentními magnety značky Bosch se jmenovitým napětím 36 V. Výkon elektromotoru je vyčíslen na 1800W, což podle výpočtů postačí ke spolehlivému provozu bez větších problémů. Původní jmenovité napětí elektromotoru je 12 V. Při tomto napětím tečou motorem velké proudy, což je všeobecně nevyhovující a proto je motor převinutý na jmenovité napětí s trojnásobnou hodnotou 36 V. Převíjení elektromotoru jsem realizoval sám s pomocí pana Josefa Bobka. Na výstupu z elektromotoru se nachází volnoběžné jehlové ložisko, které zajišťuje přenos točivého momentu pouze v jednom směru otáčení. To sice znemožňuje možnost využití rekuperace, tudíž motorka přichází o možnost prodlouženého dojezdu, zato se vlivem toho prodlouží životnost kartáčů elektromotoru.



Obrázek 1: Převinutá kotva motoru (foto autora)

Obrázek 2: Součásti elektromotoru před sestavením (foto autor)

4 PULZNÍ MĚNIČ A ELEKTROINSTALACE

Regulaci otáček elektromotoru zajišťuje snižující pulzní regulátor pracující v jednom kvadrantu. Ten je dimenzovaný pro maximální výkon 2160 W, což s rezervou pokrývá potřeby motocyklu. Spínání silového obvodu zajišťují tři paralelní tranzistory MOSFET IPA057N08N3 a Schottky diody MBR60H100CTG.

K řízení silové části slouží generátor obdélníkových pulzů založený na integrovaném obvodu TL494. Střída pulzů se nastavuje jednak pomocí plynové rukojeti, která ovládá potenciometr v boxu regulátoru a jednak podle aktuálního proudu, který motorem teče. Motor je aktivně chlazen vzduchem pomocí zabudovaného ventilátoru.

S výrobou pulzního měniče mi velmi významně pomohl FEKT VUT Brno.

Polovodičové součástky jsou proti zničení vysokou teplotou chráněny termostatickou pojistkou. Celý pohon motocyklu je chráněn proti zkratu nebo jiné závadě pojistkou s tavnou vložkou s hodnotou 70 A.



Obrázek 3: Konečná podoba měniče před realizací (foto autor)
5 BATERIE

Baterie je sestavena ze tří olověných AGM akumulátorů značky Yuasa. Jedná se o olověné akumulátory s elektrolytem vázaným do skelného rouna. Akumulátory jsou bezúdržbové, VRLA. Akumulátory spojené paralelně mají celkové napětí 36 V a kapacitu 792 Wh. Dojezd elektromotocyklu je, samozřejmě v závislosti na jízdním stylu, přibližně 30 km. Pro nabíjení má motocykl palubní nabíječ, který je schopen baterii nabít v čase přibližně pěti hodin. Mezi nabíjecím a jízdním režimem se přepíná pomocí přepínacího panelu skrytého pod maketou palivové nádrže. Toto přepínání je jištěno pojistkami, které chrání elektroinstalaci pro případ neodborné manipulace.



Obrázek 4: Přepínací panel (foto autor)

Baterie je chráněná proti hlubokému vybití. Pokud klesne napětí akumulátorů pod stanovenou hranici, odpojí se regulátor a motocykl se stává nepojízdným.

6 ZÁVĚR

Výsledkem mojí práce je praktický dopravní prostředek ke každodennímu použití, který se dá pohodlně používat k dopravě. Jeho hlavní význam spatřuji v tom, že každodenně usnadňuje život, je funkční a intuitivně se ovládá. Po uplynutí životnosti akumulátorů uvažuji nad jejich výměnou za Li-ion baterii. Ta by poskytovala podstatně větší dojezd za současného snížení hmotnosti.



Obrázek 5: Finální podoba elektrického motocyklu (foto autor)

Hmotnost	56 kg
Maximální rychlost	25 km/h
Dojezd	30 km
Palubní napětí	36 V
Výkon	1800 W
Kapacita baterie	792 Wh
Nabíjecí čas	5 h
Náklady na stavbu	25 700 Kč

 Tabulka 1:
 Základní údaje o elektromotocyklu

PODĚKOVÁNÍ

Rád bych poděkoval vedoucímu svojí práce doc. Pavlu Vorlovi a Ing. Janu Martišovi, kteří mi v průběhu mojí práce poskytovali veškeré odborné zázemí a pomoc.

Také bych rád poděkoval svojí rodině za podporu a trpělivost při práci.

REFERENCE

- [1] NOVOTNÝ, Vlastislav. *Napájení elektronických zařízení*. Vyd. 2. Brno: Vysoké učení technické, 2000. Učební texty vysokých škol. ISBN 80-214-1737-4
- [2] ŘÍHA, Josef. Elektrické stroje a přístroje: učební text pro 2. a 3. ročník studijního oboru 04-02-2 elektrotechnika se zaměřením na výrobu a provoz strojů a zařízení. 3., nezm. vyd. Praha: SNTL-Nakladatelství technické literatury, 1990. ISBN 80-03-00315-6

THE COMPARISON OF THE ANSYS FLUENT SOLVERS IN THE SOLVING OF THE SUPERSONIC FLOW IN THE APER-TURES

Anna Maxová

The St. Cyril and Methodius Comprehensive School and Pedagogical High School Brno (3)

E-mail: annanas.maxa@seznam.cz

Supervised by: Pavla Hlavatá

E-mail: hlavata.pavla@gmail.com

Abstract: The article compares the results in the solving of the supersonic flow in the apertures of he electron microscope. Ansys Fluent permits to use three solvers in solving of Stock-Navier equations. We used Pressure- Based Segregated, Pressure- Based coupled and Density- Based solver and then the results were evaluated. At the same time, all of the variants were set for the second order discretization.

Keywords: Shockwave, ANSYS Fluent, Pressure Based, Density Based.

1 ÚVOD

Moderní optický mikroskop má zvětšení asi 1000x a umožňuje oku rozlišit objekty vzdálené navzájem o 0,0002 mm. Při pokračující snaze o dosažení lepšího rozlišení bylo zjištěno, že rozlišovací schopnost mikroskopu je omezena vlnovou délkou světla. V roce 1920 bylo objeveno, že urychlené elektrony se ve vakuu chovají jako světlo. Pohybují se přímočaře a mají vlnovou délku přibližně 100 000 x menší než světlo, tedy umožňují mnohem větší zvětšení. Jejich nevýhodou bylo, že se musí pohybovat ve vakuu, tedy sledované vzorky musí být suché, musí snést vakuum a být elektricky vodivé. Proto klasickým elektronovým mikroskopem nemohou být pozorovány biologické vzorky, jako vlněné a bavlněné tkaniny nebo tuky a emulze. Pro tyto účely byl vyvinut environmentální rastrovací elektronový mikroskop, který odděluje clonou vakuovou část tubusu od komory vzorku, kde je možné udržet tlak až 2000 Pa, ve kterém je možné již sledovat vlhké vzorky [1]. Vakuovou část mikroskopu od komory vzorku nelze však oddělit jen jednou clonkou, je třeba vytvořit takzvanou diferenciálně čerpanou komoru, ve které je během čerpání udržován tlak přibližně 40 Pa (Obr. 1) [2, 3]. Tak vzniká případ dvou oblastí s velmi rozdílnými tlaky oddělených malou clonkou, na které tak vznikají podmínky kritického proudění [4, 5, 6].

2 KRITICKÉ PROUDĚNÍ

Proudění ve clonkách má zvláštní fyzikální vlastnosti – jde o takzvané kritické proudění. Charakteristickým jevem je, že při výrazně rozdílných tlacích na obou stranách clonky, což v našem případě nastává, že v clonce dochází k rychlému proudění. Čím vyšší rozdíl tlaků na obou stranách clonky je, tím vyšší rychlost proudění ve clonce vzniká. Tato úměra platí jen do té chvíle, kdy ve clonce dojde k rychlosti 1 Mach. Tehdy dochází k takzvanému kritickému proudění, kdy vyšší rychlost než je rychlost 1 Mach ve clonce nevznikne ani při dalším zvyšování rozdílu tlaků na obou stranách clonky. Také platí, že clonkou nemůže projít větší množství plynu za jednotku času, než to množství, které prochází ve chvíli, kdy ve clonce plyn proudí rychlostí 1 Mach.



Obrázek 2: Rozložení rychlosti a tlaku u jednotlivých variant nastavení řešiče.







Obrázek 4: Průběh tlaku na vyhodnocované dráze

3 VYHODNOCENÍ VÝSLEDKŮ

Řešení kritického proudění v matematicko-fyzikální analýze je poměrně náročné. Proudění je systémem Ansys Fluent v prvé řadě řešeno nejprve volbou vhodného výpočetního řešiče. Systím Ansys Fluent nabízí tři druhy řešiče:

Pressure-Based Segregovaný – v dané buňce nejprve vyřeší hodnotu tlaku, následně podle dané hodnoty vyšetří střední rychlost a podle obou veličin vyhodnotí energii. Řešič je jednoduchý a snadno konverguje.

Pressure-Based Coupled – v dané buňce řeší hodnotu tlaku a střední rychlosti souběžně, nepodřizuje rychlost tlaku a podle obou veličin vyhodnotí energii. Řešič je náročnější na výpočetní čas a RAM a náročnější na konvergenci.

Density Based – v dané buňce řeší hodnotu tlaku, střední rychlosti a energie souběžně, všechny veličiny bere rovnocenně. Řešič je velmi náročný na výpočetní síť, čas a RAM a složitý na konvergenci.

V práci bylo provedeno vyhodnocení řešičů na jejich vhodnost použití pro dané kritické proudění v nadzvukovém režimu, který za clonkou nastává.

Na obr. 2 jsou vyobrazeny výsledky rozložení rychlosti a tlaku pro Pressure-Based Segregated (Obr. 2 A,D), Pressure-Based Coupled (Obr. 2 B,E) a Density-Based (Obr. 2 C,F). Při srovnání zároveň s obr. 3 a 4, kde jsou vyhodnoceny průběhy rychlosti a tlaku a na vyhodnocované dráze vychází velké oscilace u Pressure-Based Segregated, který se řídí tlakem a až následně přizpůsobuje rychlost a teplotu. Je jednoznačné, že tento řešič je vyvinut spíše pro nestlačitelné proudění nebo stlačitelné s malými rychlostmi a bez velkých gradientů. Naopak Density-Based vykazuje výsledek, kde hodnoty tlaku jsou usměrněny i vyhodnocenými hodnotami rychlosti a lépe vyhovuje řešení stlačitelného proudění s velkými gradienty, což je případ nadzvukového proudění.

Výsledky ukazují velké rozdíly v oblasti kritického proudění. V ostatních oblastech jsou prakticky shodné. Pro řešení proudění v clonkách diferenciálně čerpané komory tedy velmi záleží na vhodné volbě řešiče. Práce se dále bude zabývat vlivem nastavení řádu diskretizace.

REFERENCES

- [1] Danilatos, GD.: Velocity and ejector-jet assisted differential pumping: Novel design stages for environmental SEM. Micron, 2012, vol. 43, no. 5, p. 600-611.
- [2] Neděla, V.: Controlled dehydration of a biological sample using an alternative form of environmental SEM. Journal of Microscopy. 2010, 237 (1), p. 7-11. ISSN 0022-2720.
- [3] Maxa, J., Bílek, M., Hlavatá, P., Vyroubal, P., Lepltová, K.: Comparisons Using Methods of Continuum Mechanics and Monte Carlo at Differentially Pumped Chamber. Advances in Military Technology, 2016, vol. 11, no. 2, p. 143-150. ISSN: 1802-2308.
- [4] Vyroubal, P., Maxa, J., Neděla, V., Jirák, J., Hladká, K.: Apertures with Laval Nozzle and Circular Orifice in Secondary Electron Detector for Environmental Scanning Electron Microscope, Advances in Military Technology, 2013, vol. 8, no. 1, p. 59-69.
- [5] Maxa, J., Neděla, V.: The Impact of Critical Flow on the Primary Electron Beam Passage through Differentially Pumped Chamber. Advances in Military Technology, 2011, vol. 6, no. 1, p. 39-46. ISSN 1802-2308.
- [6] Maxa, J., Neděla, V., Jirák, J., Vyroubal, P., Hladká, K.: Analysis of gas flow in a secondary electron scintillation detector for ESEM with a new system of pressure limiting apertures. Advances in Military Technology, 2012, vol. 7, no. 2, p. 39-44.

Bakalářské projekty

Biomedicínské inženýrství a bioinformatika, Zpracování signálů, obrazu a dat

CONNECTIVITY BETWEEN BRAIN NETWORKS DYNAMI-CALLY REFLECTS COGNITIVE STATUS OF PARKINSON'S DISEASE

Patrícia Klobušiaková

Bachelor Degree Programme (2), FEEC BUT E-mail: xklobu02@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Irena Rektorová

E-mail: irena.rektorova@fnusa.cz

Abstract: Parkinson's disease patients display a less efficient transfer of information globally and reduced between-network connectivity of large-scale brain networks as compared to healthy controls. Between-network connectivity increases with worse cognitive status, reflecting compensatory efforts. This pattern is observed in the results of each complementary method applied: seed-based between-network connectivity analysis, partial least squares analysis and graph theory measures analysis. Longitudinal studies with longer follow-up periods might show whether distinct internetwork connectivity patterns may predict dementia conversion in Parkinson's disease.

Keywords: Parkinson's disease, frontoparietal control network, resting state fMRI, mild cognitive impairment, between-network connectivity, graph measures, partial least squares

1 INTRODUCTION

Parkinson's disease and cognitive impairment are associated with altered connectivity of largescale brain networks. Between-network functional interplay and whole-brain graph measures might provide deeper insight into the dynamic processes related to brain pathophysiology and brain adaptation to cognitive demands. The aim of this study was to assess changes of the whole-brain connectivity and between-network connectivity (BNC) of large-scale functional networks related to cognition in well characterized PD patients using a longitudinal study design and various analytical methods.

Frontoparietal control network (FPCN) plays a central role in cognitive task performance control and is thought to regulate switching between default mode network (DMN) and task-negative networks, such as dorsal attentional (DAN) and visual (VN) network. Therefore, aside from whole-brain connectivity we were specifically interested in connectivity between FPCN and other brain networks.

2 METHODS

Our cohort consisted of 99 subjects: 58 healthy controls (HC) and 41 PD patients (PD-all) including 17 PD patients with normal cognition (PD-NC) and 24 PD patients with mild cognitive impairment (PD-MCI). All participants were examined clinically and underwent neuropsychological and MRI examination at baseline and one-year follow-up visit.

2.1 PREPROCESSING

Resting state BOLD MRI data (200 scans) were preprocessed using SPM 12 toolbox and Matlab 2014b. Preprocessing included realignment and unwarping, normalization into standard anatomical space (MNI) and spatial smoothing with 5 mm FWHM. The level of motion was thoroughly

checked in terms of frame-wise displacement (FD). In addition, the six movement regressors (obtained during realignment and unwarping), FD and extracted signals from white matter and cerebrospinal fluid were regressed out of the data in subsequent analysis.

2.2 BETWEEN-NETWORK CONNECTIVITY (BNC) ANALYSIS

Characteristic seeds (spheres with 6 mm radius) for the FPCN, DMN, DAN, and VN were chosen based on the publication Gao et Lin (2012)[1]. The time-series of each seed of the studied networks was averaged and cross-correlated using Pearson's correlation coefficient to form a correlation matrix for each subject. Representative BNC was calculated as mean of Fisher's z-transformed values belonging to each pair of networks. Differences in BNC among the HC group and PD subgroups were calculated for the baseline data (Kruskal-Wallis and post-hoc tests). Age, gender, education, and levodopa equivalent dose were included as covariates of no interest.

2.3 PARTIAL LEAST SQUARES (PLS) ANALYSIS

To assess inter-group differences in resting-state functional connectivity at the baseline between the selected networks, PLS analysis was used. This method was applied to connectivity matrices (adjusted for the abovementioned covariates) based on the AAL atlas, which consisted of a limited number of ROIs that were assigned to our networks of interest. PLS decomposed the input data into three latent variables (LVs), each described by three features: vector v showing group-related differences, singular value *s* indicating the amount of explained variability in the input matrix, and vector *u* (saliences), which demonstrates the weighted contributions of individual edges to the effect depicted by *v*. The significance of the LVs was evaluated using 5000 permutations of group membership and the reliability of saliences was determined by calculating the standard error using bootstrap sampling of group members (1000 iterations), with recalculating the PLS for each permutation and bootstrap. In the end, vector u was reshaped into the matrix resembling the original connectivity matrices, the significant edges (p < 0.05, values obtained using bootstrap steps) were visualized, and False Discovery Rate correction was applied.

2.4 GRAPH THEORY (GT) MEASURES ANALYSIS

The whole brain was parceled into 78 regions of interest (ROIs) according to the AAL atlas. The time-series of each ROI was averaged and cross-correlated using Pearson's correlation coefficient to form a correlation matrix for each subject. Fisher's r-to-z transformation was applied and weighted networks were analyzed on both global and regional levels. To describe the network structure at a global level, average clustering coefficient, characteristic path length, average node strength, global efficiency, and modularity were computed using the Brain Connectivity toolbox. To investigate the cognitive brain networks of interest, local clustering coefficient, nodal path length, node strength, eigenvector centrality, and betweenness centrality were computed for ROIs of the whole brain. Average value of each measure for four brain networks' ROIs was computed and used as a representative local measure for these networks. Differences among the HC group and PD subgroups in determined measures were then evaluated for the baseline data using Kruskal-Wallis and post-hoc tests after regressing out the effect of the abovementioned covariates. In terms of multiple comparison correction, False Discovery Rate was applied.

3 RESULTS

The FPCN-DAN, FPCN-VN, and FPCN-DMN connectivities were significantly reduced in the PD-NC group as compared to the HC group (p = 0.010, p = 0.0001, p = 0.029). All investigated BNC decreased in the following order: HC > PD-MCI > PD-NC. Partial least squares analysis yielded significant LV (p = 0.0038), which showed the effect depicted in Figure 1, demonstrating the strong difference between HC and PD-NC, with the PD-MCI group being between these two groups, i.e., the BNC and PLS analytical methods provided very similar results. As for GT results, at the global level, average clustering coefficient, average node strength, and global efficiency were

significantly reduced in the PD-NC group as compared to HC, and decreases in the graph measures were present in the order: HC > PD-MCI > PD-NC. Characteristic path length was increased in PD-NC as compared to HC, and it increased in the order: HC < PD-MCI < PDNC. At the local level, all studied cognitive brain networks showed a similar direction of changes across groups as the whole brain analysis for the average clustering coefficient and the average node strength. The differences in characteristic path length described at the global level were significant for the FPCN and VN networks, with DAN and DMN showing trends. In addition, for the DMN, increased betweenness centrality was observed in both the PD-NC and PD-MCI groups in comparison to HC.



Figure 1: Baseline PLS results. a) group-related differences (indicated by vector v of significant LV); b) reshaped matrix of significant saliences contributing correspondingly to the effect depicted in a), green - p < 0.05 uncorrected, yellow - p < 0.05 FDR corrected

4 CONCLUSION

In conclusion, we found decreased BNC of major brain networks (and of the FPCN-VN connectivity in particular) related to cognition in the PD-NC subjects as compared to age-matched HC. With cognitive deterioration, the BNC of the FPCN increased, probably in an attempt to compensate [2]. Of note, all the analytical methods employed produced a similar direction of changes across the studied groups. Understanding the temporal dynamics of functional interplay between major cognitive brain networks may help monitor potential cognitive treatment effects including effects of invasive and non-invasive brain stimulation.

ACKNOWLEDGEMENT

This work was supported by EU Joint Programming initiative within Neurodegenerative Diseases, funded by the Norwegian Strategic Research Council (APGeM—Preclinical genotype-phenotype predictors of Alzheimer's disease and other dementias). We acknowledge the core facility MAFIL of CEITEC supported by the MEYS CR (LM2015062 CzechBioImaging).

REFERENCES

- [1] W. Gao and W. Lin, "Frontal Parietal Control Nework Regulates the Anti-Correlated Default and Dorsal Attention Networks," *Hum. Brain Mapp.*, vol. 33, no. 1, pp. 192–202, 2012.
- [2] M. Tahmasian *et al.*, "Resting-state functional reorganization in Parkinson's disease: An activation likelihood estimation meta-analysis," *Cortex*, vol. 92. pp. 119–138, 2017.

DETECTION OF COLLAPSE BY ANDROID SMARTPHONE

Tomáš Repčík

Bachelor Degree Programme (3), FEEC BUT

E-mail: xrepci01@vutbr.cz

Supervised by: Denisa Maděránková

E-mail: maderankova@feec.vutbr.cz

Abstract: The bachelor's study is focused to design and build an Android application for the detection of collapse, which is enhanced by new techniques coming from a sphere of the artificial intelligence modified for smartphones. The application uses accelerometer outputs which are in suspicious moments analysed by the neural network. The artificial intelligence is based on simulated events of collapse and events which resemble a fall of a person. The study describes data collected from 20 people. To provide the best results of training, the most convenient and useful features were selected by multiple approaches. Total accuracy of the collapse detection reached 93 %, with 9 % and 13 % of false positive and false negative detections, respectively.

Keywords: collapse, Android smartphone, fall detection, machine learning, neural network, Py-thon, Java, Tensorflow lite, Keras

1 ÚVOD

Podľa štatistík, pád človeka je druhá najčastejšia príčina neúmyselnej smrti, čo činí takmer celosvetovo 700 000 úmrtí ročne. Za rok sa udeje 40 000 000 pádov, ktoré si vyžadujú zdravotnú starostlivosť, pričom najrizikovejšia skupina ľudí sú seniori nad 65 rokov [1]. V dnešnej dobe ale väčšina ľudí vlastní Android smartphon, ktoré už sú schopné pracovať aj s optimalizovanými modelmi umelej inteligencie. S nástupom Android 8, Oreo, systém obsahuje natívnu podporu neurónových sietí, čím sa dosahuje vysokej mieri optimalizácie. Tento modul v systéme je schopná využiť knižnica Tensorflow, konkrétne formát modelu Tensorflow lite, ktorý je v aktuálnom vývoji a ponúka malú veľkosť a vysokú mieru optimalizácie. Tento modul obsahuje aj spätnú kompatibilitu a zároveň aplikácia je kompatibilná so zariadeniami od Androidu 4.4.4 KitKat a vyššie.

2 ZBER A SPRACOVANIE DÁT

Pád môžeme rozdeliť na dve fázy, na fázu padania a fázu dopadu [2]. Fáza padania je význačná dočasným poklesom akcelerácie, ktorý je spôsobený zemskou gravitáciou. Následne dochádza k drastickému spomaleniu pri náraze, čo sa prejaví akceleráciou zvyčajne nad 3 g. Tieto 2 fázy sa teda stávajú hlavným oporným bodom pri spracovaní týchto priebehov, pretože existuje veľa situácii podobných pádu, napr. keď si človek prudšie sadne, ľahne, potkne, behá a atď.

Výskumu v rámci bakalárskej práce sa zatiaľ zúčastnilo 20 dobrovoľníkov, ktorý vykonávali rôzne pohyby podobné pádu a samotný simulovaný pád, ktorý pravdepodobne bude menšie vo svojej amplitúde, ale bude mať rovnaký priebeh ako v prípade pádu skutočného. Táto vzorka obsahuje 12 mladých ľudí vo veku 20 až 30 rokov, 7 vo veku 40 až 50 a aj jednu osobu nad 70 rokov.

Na meranie bola využitá aplikácia vlastnej tvorby SensorBox dostupná na Google Play, ktorá je uspôsobená na zápis výstupu všetkých senzorov v mobile do csv súborov, pričom údaje nepodliehajú žiadnemu skresleniu. Aplikácia umožňuje merať priebehy v zadaných intervaloch v sekundách až hodinách. Vo vytvorenej databáze majú všetky merania dĺžku 10 s, v ktorých sa vyskytuje len samotný priebeh daného pohybu. Väčšina meraní sú snímané smartphonom umiestneným vo vrecku v nohaviciach, tričku alebo bunde. Je nutné podotknúť, že budúca implementácia nemusí byť funkčná, pokiaľ mobil bude umiestnený v kabelke alebo batohu, pretože ich pohyb nemusí byť konzistentný s pohybom človeka. Zároveň pri meraní boli použité rôzne smartphony, hlavne Huawei P9 a Sony Xperia Z5. Je nutné brať ohľad na odlišné druhy mobilov, keďže nainštalované senzory môžu disponovať odlišnými parametrami a systém ich môže obmedzovať podľa vyťaženia.

Celkovo bolo vyzbieraných 1774 meraní. Tieto dáta boli vyfiltrované pomocou istých pravidiel. Je nutné, aby priebeh akcelerácie obsahoval magnitúdu nad 3 g. Zároveň meranie musí mať dĺžku medzi 9 až 11 sekúnd, pričom nemôže byť oneskorenie medzi vzorkami vyššie ako 200 milisekúnd. Takto bolo označených 94 meraní ako neplatných, pričom ostalo 1680 meraní, z čoho je 414 pádov, 329 pohybov podobných potknutiu, chôdzi, skoku alebo behu, 622 sadov a 315 ľahov, pri ktorých boli využité rôzne druhy povrchov a výšky uloženia mobilu. Maximalizácia autenticity je zabezpečená variabilitou dobrovoľníkov a rôznymi prevedeniami simulovaného pádu.

Výpočet parametrov bol prevedený okolo najvyššieho piku, kde došlo k hľadaniu fáze pádu maximálne 0,3 s a poslednej hodnoty nad 1,5 g od vzorky vzdialenej 0,7 s od piku. Týmto oknom eliminujeme vyšší vplyv rušení pred pádom, odlišné uloženie mobilu a zameriame detekciu analýzu samotného dopadu, ktorý sa líši v jednotlivých pohyboch. Z týchto priebehov bolo vypočítaných celkovo 43 parametrov z akcelerácie, uhlovej rýchlosti a jej zrýchlenia [3]. Za zmienku stojí napríklad zmena uhlu, označená v obrázku 1 ako CA alebo odchýlka zmeny uhlu označená ako AD, ktorých hlavnou úlohou sa stálo odlíšenie stojaceho človeka a ležiaceho človeka [4]. Ostatné parametre sa zvyčajne odlišujú len svojou veľkosťou. Parametre boli vypočítané aj z údajov z gyroskopu, ktoré ale neboli použité z dôvodu podobnosti s akcelerometrom. Vynechaním gyroskopu znížime aj spotrebu batérie. V budúcnosti ale tieto údaje môžu byť použité na zlepšenie detekcie inou metódou. Parametre nemajú normálne rozdelenie, preto pre potlačenie odchýlok bolo zvolené široké interkvartílne rozpätie, podľa ktorého boli identifikované odľahlé hodnoty. Tieto hodnoty boli spriemerované podľa najbližších hodnôt pre zachovanie variability.



Obrázok 1: Štandardizované hodnoty jednotlivých vypočítaných parametrov u akcelerácie

3 VÝBER PARAMETROV A TVORBA NEURÓNOVEJ SIETE

Pre výber parametrov boli použité metódy ako analýza hlavných komponent, analýza nezávislých komponent alebo nie negatívna matičná faktorizácia. Taktiež vizuálne boli preverené distribúcie parametrov pre jednotlivé pohyby. Podľa komponent boli tiež zistené parametre, ktoré sa najviac podieľajú na ich samotnej tvorbe, pričom boli preverené rôzne kombinácie parametrov podľa ich distribúcii. Podľa tohto postupu bolo zistené, že najviac sa na oddelení jednotlivých pohybov podieľajú tieto parametre magnitúdy akcelerácie: Crestov faktor, zmena uhlu s výpočtom kosínusu, zmena uhlu bez kosínusu, odchýlka zmeny uhlu, rozdiel minima a maxima, pomer počtu vzoriek nad 3 g ku ostatným vo vybranom úseku, šikmosť a špicatosť. Problémom prahového riešenia by

nastal v určení samotných prahov, keďže hranice medzi jednotlivými distribúciami pohybov sú odlišné, nejasné a dochádzalo by ku značným konfliktom. Na to bolo zvolené pružnejšie riešenie v podobe neurónovej siete, ktorá svojimi prahmi a váhami dokáže lepšie určiť ideálne nastavenie.

Tieto parametre boli využité pre tvorbu umelej doprednej neurónovej siete pomocou knižnice Keras, ktorá je nadstavba nad knižnicou Tensorflow. Sieť bola testovaná vo veľkom počte konfigurácii. Boli otestované rôzne konfigurácie od jednej vstupnej vrstvy s jedným výstupným neurónom až po sieť s troma skrytými so 120 neurónmi. Pre neuróny boli aplikované sigmoidy ako aktivačné funkcie. Rovnako boli implementované rôzne optimalizačné algoritmy ako odhad adaptačného momentu, adam alebo stochastický gradientný zostup, SGD, s rôznymi rýchlosťami učenia. Boli taktiež implementované metódy na priebežne ukladanie najlepšieho modelu podľa chyby s úspešnosti validácie siete. Pre validáciu siete bolo zvolených náhodne 50 pádov a 50 iných pohybov. Rovnako bolo otestovaných množstvo nastavení epoch pre získanie optimálnej úspešnosti.

Počet neurónov v sieti nemal dopad na jej úspešnosť vzhľadom na to, že nejde až o tak zložitý úkon. Preto pre hlbšie testovanie bola zvolená sieť len so vstupnou vrstvou a jedným výstupným neurónom. SGD nebolo schopné tak rýchlo konvergovať k riešeniu, preto pre počiatok učenia bol využitý adam. Po dosiahnutí pomerne optimálneho výsledku bol ešte nasadený SGD s menšou rýchlosťou učenia pre spresnenie siete. Pri učení nedochádzalo k preučeniu siete, ale ku konvergencii váh k istému riešeniu, ktoré viedli k dosiahnutiu siete s 93 % úspešnosťou pri validácii. Pri chôdzi a behu sieť zaznamenala úspešnosť až 99%, čo vylučuje ich interferenciu pri detekcii. Za určenia hranice na 0,5 na výstupnom neuróne ako hranici k určeniu pádu, by 9 % databáze bolo určené ako falošne pozitívne a 13 % ako falošne negatívne. Treba zobrať do úvahy, že niektoré vykonané merania šli až do extrémnych prípadov, preto je možné očakávať vyššiu úspešnosť.

4 IMPLEMENTÁCIA DO ANDROID SMARTPHONU

Hlavnou súčasťou aplikácie je služba, ktorá sa vytvorí ako proces na pozadí. Táto služba, i po zrušení aplikácie, je stále prítomná a je reprezentovaná notifikáciou, pričom jej systém dáva najvyššiu prioritu pre zachovanie. Podmienkou pre aplikáciu je, aby mobil obsahoval GPS a akcelerometer.

Jednotlivé merania z akcelerometru sú dočasne ukladané v úložisku aplikácie, ktoré môžu byť neskôr využité pre klasifikáciu pádu. Android od verzie 6, Marshmallow, obsahuje v sebe Doze režim, ktorý sa aplikuje pri vypnutí obrazovky. V tomto režime sú pozastavené aplikácie a procesor prechádza do spiaceho režimu ak je to možné, pričom nie je možné vykonať žiadny proces a niekedy ani výstupy z akcelerometra nie sú prítomné. Preto aplikácia si musí vytvoriť nárok na procesor na to, aby mohla fungovať neustále. Nanešťastie procesor je druhý najväčší spotrebiteľ energie, preto tento čas, ktorý je procesor aktívny, je nutné limitovať.

Do aplikácie boli vložené 2 šetriace metódy. Jedna z nich využíva senzor vzdialenosti, ktorý určí kedy sa smartphone nachádza vo vrecku. Teda služba je aktívna len počas aktívneho nosenia smartphonu. Akonáhle je ale mobil vybratý do voľného prostredia, aplikácia umožní systému ju uspať a naopak. Druhá metóda využíva rozpoznanie aktivity človeka, ktorá sa nachádza v systéme. Pomocou tejto funkcie sme schopný určiť, kedy človek zmení svoj pohybový stav. Keď sa začne hýbať, dochádza k aktivácii služby, pokiaľ nečinne sedí, aplikácia je uspatá a šetrí batériu. Toto riešenie ale prináša jednu nevýhodu a to v zmysle, že aplikácia sa môže aktivovať až po 10 sekundách od počiatku pohybu, teda nemusí detekovať pád, ktorý nastal hneď na začiatku. Tieto nastavenia je možné upraviť v nastaveniach, pričom dokážu znížiť spotrebu aj niekoľko násobne .

Aplikácia hľadá piky magnitúdy akcelerácie nad 3 g. Pokiaľ sa taký objaví, dochádza k 1 sekunde pasívneho nahrávania. Následne ak sa v ďalších 4 sekundách objaví pik nad 3 g alebo priemerná akcelerácia presahuje nad 10,5 m/s², dochádza k potlačeniu detekcie. Táto priemerná aktivita bola zistená z meraní, pretože človek po danom pohybe bol vyzvaný, aby sa prestal hýbať. Tento filter je pomerne efektívny k zrušeniu detekcii pri chôdzi, behu a pod. Ak sa aktivita nepotvrdí, dochádza k overeniu, či to náhodou nebol pád samotného mobilu. Pád mobilu je symbolický poklesom hodnoty zrýchlenia pod 2,5 m/s², preto keď sa také zrýchlenie je obsiahnuté v meraní, tak je detekcia

zamietnutá. Najmenšia hodnota zrýchlenia bola v databáze 5,63 m/s². Ak nie je potvrdený pád mobilu, dochádza k prepočtu parametrov v meraní a parametre sú následne posunuté neurónovej sieti. Pokiaľ dôjde k detekcii pádu, je vyvolaný alarm. Priebežné testy aplikácie ukazujú, že za vyvolaní 30 volaní na neurónovú sieť počas 1 h neustáleho behu je schopná vyčerpať 10 – 20 mAh v závislosti od spotreby akcelerometru, čo v kombinácii so spomenutými optimalizáciami nepredstavuje vysokú mieru narušenia denného využitia mobilu ani v zmysle výkonovej kapacity mobilu, pričom v priemere zaberá 20 MB v dočasnej pamäti.

Plný alarm je sprevádzaný s vibráciami, prepisu hlasitosti na maximum a zapnutím svetla. Po 60 s sú odoslané súradnice človeka pridanému kontaktu cez SMS a mail. Dnešné mobily sú vyrábane už dostatočné pevné, preto podmienky za pádu človeka vyústia maximálne v ojedinelých prípadoch v rozbitý displej, ale vnútro ostáva funkčné a schopné reagovať. Pre overenie správnej funkcionality je ešte nutné aplikáciu podrobiť testovaniu. Toho dosiahneme budúcou distribúciou cez Google Play programom pre interné testovanie, ktoré zabezpečí spätnú väzbu.



Obrázok 2: Ukážka aplikácie - naľavo hlavné menu, v strede alarm, napravo notifikácia služby na pozadí

REFERENCIE

- [1] WHO. *Falls* [online]. 2018 [vid. 2018-09-25]. Dostupné z: http://www.who.int/news-room/fact-sheets/detail/falls
- [2] KIM, Tai-hoon, Akingbehin KIUMI a Haeng-kon KIM. Evaluating AAL Systems Through Competitive Benchmarking - Indoor Localization and Tracking [online]. 2011. ISBN 978-3-642-17640-1. Dostupné z: doi:10.1007/978-3-642-17641-8
- [3] JACOB, Jerene, Tam NGUYEN, Donald Y.C. LIE, Steven ZUPANCIC, J. BISHARA, Andrew DENTINO a Ron E. BANISTER. A fall detection study on the sensors placement location and a rule-based multi-thresholds algorithm using both accelerometer and gyroscopes. *IEEE International Conference on Fuzzy Systems* [online]. 2011, 666–671. Dostupné z: doi:10.1109/FUZZY.2011.6007744
- [4] FIGUEIREDO, Isabel N., Carlos LEAL, Luís PINTO, Jason BOLITO a André LEMOS. Exploring smartphone sensors for fall detection. *mUX: The Journal of Mobile User Experience* [online]. 2016, **5**(1), 2. Dostupné z: doi:10.1186/s13678-016-0004-1

AUTOMATIC STRESS DETECTION USING NON-EEG BIOLOGICAL SIGNAL

Ondřej Malina

Bachelor Degree Programme (3.), FEEC BUT E-mail: xmalin27@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Ing. Radovan Smíšek E-mail: xsmise00@stud.feec.vutbr.cz

Abstract: This work deals with the issue of stress detection using non-EEG biosignals. The main goal of this work is to create a functional program in MATLAB programming language that would allow detection and classification of stress, from easily readable data acquired on commercially available devices. So that esults obtained by this algorithm can be used for predicting and preventing stress during daily routine activities.

Keywords: stress classification, non-EEG biosignals, MATLAB, c-means, PhysioNet

1 ÚVOD

V dnešní době můžeme poměrně přesně detekovat stres pomocí analýzy EEG signálů. Tato metoda má ovšem velké omezení v tom, že snímání EEG záznamů lze realizovat pouze za pomoci specializovaného, cenově poměrně nákladného vybavení a nelze ji efektivně využít pro dlouhodobější detekci v běžných podmínkách. Oproti tomu detekce stresu pomocí non-EEG signálů je možné lehce realizovat i v běžných životních situacích, což této metodě poskytuje široké pole uplatnění například při nastavování dobré strategie zvládání stresu v zaměstnání, či během řízení auta, predikování suicidálního chování u psychiatrických pacientů nebo ověřování účinnosti medikace psychofarmak. Tuto skutečnost ještě podporuje fakt, že v poslední době dochází k masivnímu rozšiřování zařízení typu fitness smartwatch a healtwatch, které jsou cenově dostupné a jsou schopny detekovat řadu biosignálů využitelných k detekci stresu. Tato práce si klade za cíl navrhnout vhodný algoritmus, který by za využití fuzzy metody c-means dokázal rozeznat u snímaného člověka stresovou reakci a tuto stresovou zátěž pak vhodně klasifikoval dle druhu stresu na stres fyzický či psychický (a psychický stres, popřípadě dále klasifikovat na stres kognitivní či emoční). K detekci a klasifikaci stresu tento algoritmus využívá data získaná z pěti různých non-EEG signálů pořízených pomocí komerčně vyráběného náramkového senzoru a prstového pulzního oxymetru.

2 DATA

Algoritmus byl navržen a je zdokonalován za pomocí databáze signálů, která byla naměřena v Laboratoři kvality života na univerzitě v Texasu v Dallasu (Quality of Life Laboratory at University of Texas at Dallas). Tato data jsou volně přístupná v databázi fyziologických signálů Physionet [1]. Tato konkrétní databáze obsahuje signály pořízené od 20 subjektů (14 mužů a 6 žen, ve věku mezi 19 a 33 lety). U každého subjektu byla snímána tepová frekvence, saturace krve, pohyby zápěstí, změna kožní konduktance (EDA) a teplota pokožky. Subjekty byly během snímání vystaveny stresorům navozující fyzický, psychický kognitivní a psychický emoční stres. Jako stresory byl použit běh na běžeckém trenažéru, řešení početních příkladů, test barevného čtení (Stroopův test) a sledování ukázky z hororového filmu. Mezi fázemi, kdy byli subjekty exponovány stresory, jsou vložené fáze, kdy se subjekty nacházeli v relaxovaném stavu. Ke každému záznamu je přiložena anotace, která byla použita k ověření úspěšnosti detekce algoritmu. Tato anotace obsahuje údaje o tom, v kterých časech byli subjekty vystaveny působení stresorům, kdy bylo toto působení stresorů ukončeno a subjekt byl převeden do stavu relaxace. Časový úsek od začátku působení stresoru až po jeho ukončení je brán jako období, ve kterém by se u subjektu měla projevovat stresová reakce. V čase mezi působením stresorů je předpokládáno, že se subjekt nacházel v relaxovaném stavu.



Obrázek 1: Snímací zařízení použitá během experimentu. Zařízení Affectiva Q (a), oxymetr Nonin 3150 (b) [1]

Tepová frekvence a saturace krve byly snímány pomocí pulzního oxymetru Nonin 3150 Wireless WristOx2 (viz obrázek 1) se vzorkovací frekvencí f_{vz} = 1 Hz. Signály z akcelerometru, EDA a teplota pokožky byly naměřeny pomocí zařízení Affectiva Q (viz obrázek 1) se vzorkovací frekvenci f_{vz} = 8 Hz. Signály v této databázi jsou již předzpracovány a byly z nich odstraněny neplatné datové body (bližší údaje o tom, jaké metody byly požity k předzpracování a úpravě signálu nejsou v článku [2] obsaženy). [2]

3 KLASIFIKAČNÍ ALGORITMUS

Celý klasifikační algoritmus je realizovaný v prostředí MATLAB. Pro nahrání dat z databáze PhysioNet je nejprve nutné do programu přidat volně šiřitelnou knihovnu WDFB (WaveForm DataBase), která obsahuje nástroje pro zpracování, automatickou analýzu a vytváření nových záznamů signálů. Mimo jiné tato knihovna obsahuje funkci plotATM, kterou je vhodné použít pro vizualizaci průběhu a rozsahu signálů. Navržený algoritmus pro detekci a klasifikaci stresu je znázorněn na obrázku 2. Po získání dat z databáze dochází k standardizaci dat získaných z akcelerometru dle vzorce (1), kde z = Z-skóre, μ = střední hodnotě, σ = směrodatná odchylka, i- je index příznaku. [3]

$$z_i = \frac{x_i - \mu_i}{\sigma_i},\tag{1}$$

U ostatních dat je provedena normalizace dat dle vzorce (2), kde j- je index objektu, i- je index příznaku. [3]

$$z_{ij} = \frac{x_i - \min(x_{ij})}{\sigma \max(x_{ij} - \min(x_{ij}))}$$
(2)

Tím dochází k homogenizaci dat. Takto upravená data jsou dále podrobena fuzzy shlukování na základě shlukovací metody c-means. Shlukování je prováděno pro každý non-EEG signál zvlášť, bez závislosti na ostatních signálech. Ve výsledku to tedy znamená, že až na údaje z akcelerometru (tři signály z jednotlivých os akcelerometru) se jedná o jednorozměrné signály. Umístění výchozích centroidů je zvoleno napevno na základě empirických zkušeností, získaných odzkoušením několika různých variant postavení výchozích centroidů, z nichž použitá varianta byla vybrána na základě dobrého rozdělení prvků a nízkého počtu iterací potřebných pro dosažení finálních shluků. Hodnotu parametru q, který má řídit neostrost hranic výsledných shluků, je nastavena na hodnotu 2, velikost minimálního rozdílů mezi dvěma iteracemi ϵ pak na hodnotu 10⁻⁵. [3] Byli odzkoušeny i jiné varianty hodnoty ϵ , ale všechny menší hodnoty než 10^{-5} aproximovaly vždy ke stejnému výsledku. Počet výchozích centroidů je stanoven na tři tak, aby od sebe rozdělené shluky reprezentovali příslušnost dat k stavu fyzického stresu, psychického stresu či relaxace. Takto získaná data jsou posléze defuzzifikována. V dalším kroku jsou k jednotlivým non-EEG signálům přidělené váhy, podle toho, jak dobře došlo k oddělení shluků. Příslušnost dat k určitému shluku je násobena příslušnou váhovou hodnotou. Takto vynásobené příslušnosti různých signálů, reprezentující stejný stav (např. fyzický stres) ve stejném časovém okamžiku, jsou sumarizovány. Přesáhne-li tato suma určitou předem stanovenou prahovou hodnotu je v tento časový okamžik detekován stav odpovídající příslušnému shluku. Rozdílná vzorkovací frekvence signálů je řešena interpolací vzorků signálu tepové frekvence a saturace krve. Psychický stres lze dále dělit na stres emoční a kognitivní. K tomuto dělení dochází na základě toho, ve kterých non-EEG signálech byl psychický stres detekován či nikoliv. Získané výsledky je možné porovnat s anotacemi přiloženými v databázi k signálům. Na jejich základě je možné upravovat váhy jednotlivých signálů i prahového hodnoty, či jinak optimalizovat algoritmus.



Obrázek 2: Blokové schéma použitého algoritmu

Vzhledem k nejlepšímu oddělení shluků byla největší váha přidělena datům získaných pomocí akcelerometru, po ní následovali údaje o tepové frekvenci, tyto non-EEG signály zároveň úzce souvisí se zvýšenou fyzickou aktivitou, a proto byli použity při její detekci. U údajů z EDA a teploty pokožky, nedošlo k dobrému rozdělení shluků, a proto k jim byla přiřazena malá váha. Tyto údaje slouží především k detekci psychického stresu.

4 DOSAVADNÍ VÝSLEDKY

Klasifikační úspěšnost navrženého algoritmu je zobrazena v tabulce 1. V této fázi vývoje je nutné bohužel konstatovat, že dosavadní výsledky algoritmu nejsou doposud na takové úrovni, aby bylo možné algoritmus využít v praxi a bude nutná jeho optimalizace. Malou úspěšnost navrhnutého algoritmu připisuju na vrub především špatnému nastavení vah a prahů, jejichž hodnoty byli doposud upravovány pouze manuálně. Je ovšem možné očekávat, že se zařazením bloku, ve kterém se budou za pomocí strojového učení automaticky upravovat váhy a prahové hodnoty dosáhneme citelně lepších výsledků. [4]

	SPECIFICITA	SENZITIVITA	PŘESNOST
CELKOVÝ STRES	52,5 %	68,3 %	60 %
FYZICKÝ STRES	65,3 %	51,8 %	58 %
PSYCHICKÝ STRES	70,6 %	47,3 %	63,1 %
EMOČNÍ STRES	81,1 %	26,5 %	72 %
KOGNITIVNÍ STRES	83 %	54,9 %	78 %

Fabulka 1: T	abulka dos	avadních v	ýsledků
---------------------	------------	------------	---------

Momentální nedostatečnost klasifikačního navrženého algoritmu je patrná i když srovnáme dosažené výsledky s výsledky jiných autorů, zabývajícími se stejnou problematikou. V tabulce 2. je srovnání senzitivity a specificity navrhnutého algoritmu s metodou GMM publikovanou v článku [2], která byla aplikována na stejných datech. Dále je v tabulce 3. je porovnána přesnost algoritmu při detekci celkového stresu s výsledky metod strojového učení, tak jak jsou publikovány v článku [4]

		FYZICKÝ	EMOCIONÁLNÍ	KOGNITIVNÍ
		STRES	STRES	STRES
	GMM metoda	85,4 %	77,2 %	86,4 %
SENZITIVITA	Navrhnutý algoritmus	51,8 %	26,5 %	54,9 %
	GMM metoda	93,3 %	70,2 %	86,4 %
SPECIFICITA	Navrhnutý algoritmus	65,3 %	81,1 %	83 %

 Tabulka 2: Srovnání senzitivity a specificity navrhnutého algoritmu a metody GMM

Tabulka 3: Srovnání přesnosti navrhnutého algoritmu s metodami strojového učení

METODA	PŘESNOST
K-NN	64,28 %
SVM (lineární jádro)	68,66 %
SVM (Gaussovské jádro)	67,48 %
Naïve Bayes	67,57 %
Random forest	72,15 %
logická regrese	77,27 %
Navrhnutý algoritmus	60 %

Klasifikace psychického stresu na kognitivní a emoční stres není zcela běžné a nepodařilo se mi dohledat žádné literární prameny, které by popisovali příznaky těchto stavů projevující se v použitých non-EEG signálech. O jejich rozlišení jsme se pokusil především proto, že autoři článku [2], kteří svoji metodu aplikovali na stejných datech, dosáhli dobrých výsledků při rozlišování těchto dvou stresových situací. Při rozlišení těchto dvou druhů stresu, jsem vycházel především z předpokladu, že kognitivní psychický stres se neprojeví na údajích z akcelerometru. Tato úvaha se ovšem ukázala jako mylná. Vzhledem k výsledkům jiných autorů je ovšem možné předpokládat, že zařazením bloku aplikující některou z metod strojového učení, bude možné tyto dva stavy od sebe odlišit. [2] [4]

5 ZÁVĚR

Přestože dosavadní výsledky nejsou zatím příliš uspokojivé a rozhodovací algoritmus potřebuje ještě řadu optimalizací nasvědčují dosavadní výsledky tomu, že detekce stresu z non-EEG signálů za pomocí fuzzy shlukovací metody c-means má určitý potenciál a snad ji bude možné v budoucnu prakticky aplikovat při predikci a eliminaci stresových situací v každodenním životě.

REFERENCE

- [1] Goldberger AL, Amaral LAN, Sklo L, Hausdorff JM, Ivanov PCh, Mark RG, Mietus JE, Moody GB, Peng CK, Stanley HE. *PhysioBank, Physio-Toolkit a PhysioNet: součásti nového* výzkumného zdroje pro komplexní fyziologické signály. Cirkulace 101 (23): e215-e220 [Circulation Electronic Pages; http://circ.ahajournals.org/content/101/23/e215];
- BIRJANDTALAB, Javad, Diana COGAN, Maziyar Baran POUYAN a Mehrdad NOURANI. *A Non-EEG Biosignals Dataset for Assessment and Visualization of Neurological Status*. In: 2016 IEEE International Workshop on Signal Processing Systems (SiPS) [online]. IEEE, 2016, 2016, s. 110-114 [cit.2018-11-26]. DOI: 10.1109/SiPS.2016.27. ISBN 978-1-5090-3361-4. Dostupné z:<u>http://ieeexplore.ieee.org/document/7780081/</u>
- [3] RONHZINA, Marina. Umělá inteligence v medicíně AUIN (6-8): text přednášky.
- [4] JIMENEZ-LIMAS, Marco A., Carlos A. RAMIREZ-FUENTES, Blanca TOVAR-CORONA a Laura I. GARAY-JIMENEZ. *Feature selection for stress level classification into a physiologycal signals set.* In: 2018 15th International Conference on Electrical Engineering, Computing Science and Automatic Control (CCE) [online]. IEEE, 2018, 2018, s. 1-5 [cit. 2019-01-02]. DOI: 10.1109/ICEEE.2018.8533968. ISBN 978-1-5386-7033-0. Dostupné z: https://ieeexplore.ieee.org/document/8533968/

CLUSTERING OF ECG CYCLES

Richard Ředina

Bachelor Programme (3rd year), FEEC BUT E-mail: xredin00@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Marina Ronzhina

E-mail: ronzhina@feec.vutbr.cz

Abstract: The study is focused on a design of a reliable approach for ECG cycles clustering. It would be helpful for automatic assessment of various pathological patterns in ECG. Proposed method was tested and tuned on real data from ambulatory ECG database. The algorithm comprises ECG preprocessing, adjustment of R-peak positions available in database, creation of a template cycle, computation of features mainly representing correlation between particular cycles and the template, and, clustering of cycles within ECG via k-means. The appropriate number of clusters is derived via analysis of silhouette values. Resulting success of the algorithm in comparison with available manual scoring is: Sensitivity = 0.55 and Specificity=0.94.

Keywords: ECG, QRS complex, cardiac arrhythmias, cluster analysis, k-means, correlation, silhouette

1 ÚVOD

I přes fakt, že je srdce životně důležitý orgán, podléhá postupem času různým patologiím, které jsou následně spojeny s pozměněnou funkcí. Velmi často jsou různá poškození srdce odražena v jeho elektrické aktivitě, která je snímána jako EKG [1]. Včasné rozpoznání patologií v pacientově záznamu může zlepšit jeho prognózu. Při automatickém zpracování je tedy potřeba vytvořit algoritmus, který bude záznam vyhodnocovat a poskytovat údaje o srdeční aktivitě, jež je neobvyklá. Nástrojem pro vyhodnocování může být právě shluková analýza.

2 DATABÁZE EKG

Ústavem biomedicínského inženýrství byl pro tuto práci poskytnut přístup k databázi EKG signálů shromážděné firmou BTL[®]. Databáze obsahuje celkem 6884 záznamů, které byly předzpracované automatickým softwarem. Součástí databáze je tedy i samotné rozměření signálu, které ovšem v některých případech není dokonalé. Do jednotlivých záznamů se zároveň promítalo rušení, a to jak z oblasti nízkých frekvencí, tak i z oblasti 50 Hz. Tyto skutečnosti jsou řešeny v rámci předzpracování. Záznamy jsou složené celkem z osmi svodů (II, III, V1-6) a také krátké anotace k rytmu a případným patologiím.

3 SHLUKOVÁ ANALÝZA

Jak plyne z názvu, nástrojem pro rozdělování shluků je shluková analýza [2], tedy postup hledání skupin objektů, jež jsou si svými vlastnostmi podobné a zároveň jejich jasné oddělení od skupin, se kterými mají jen málo společného. Konkrétně je použita metoda *k-means* [3], kterou lze považovat za pilíř celé práce. Vstupem je sada příznaků reprezentujících jednotlivé srdeční cykly (úseky ko-lem R vln, viz dále). Příznaky jsou odvozeny na základě srovnání se vzorem (umělým standardem), jež bude vytvořen kumulací hodnocených cyklů v záznamu. Cykly jako takové jsou vybírány ze záznamu jako úseky kolem detekovaných R kmitů. Velikost cyklů je závislá na srdeční frekvenci. Je vybrán nejkratší RR interval ze záznamu, jeho délka je vydělena dvěma a od výsledku je odečtena konstanta (volitelná, ale ideálně co nejmenší). Získané číslo charakterizuje okolí kmitu R na obě

strany. Cykly se nepřekrývají. Soubor příznaků bude sestávat ze střední kvadratické odchylky, korelace (obojí jak v časové oblasti, tak v oblasti spektrální) a také hodnoty maximální výchylky ve srovnávaném úseku.

Kvalita proběhlého shlukování je hodnocena tzv. *siluetou*, která charakterizuje míru správného přiřazení objektu do shluku. [4]

4 ZPRACOVÁNÍ

Práce se záznamy pacientů se skládala z předzpracování, vytvoření vzoru, shlukováním a následného hodnocení. Jednotlivé kroky nyní rozeberme podrobněji.

4.1 Předzpracování

Výše bylo uvedeno, že obdržená databáze nebyla v některých ohledech zcela ideální. Prvním krokem předzpracování byla filtrace filtrem typu HP a DP s mezními frekvencemi 1 Hz a 40 Hz. To ze signálu odstraní kolísání nulové linie a eliminuje síťový brum.[5]

Dalším krokem je úprava pozic R kmitů, které nebyly detekovány zcela přesně a pro následné porovnávání je důležité, aby byly signály zarovnané. Pozice detekované firmou BTL nejsou však příliš daleko, od skutečných maximálních výchylek, proto poslouží jako dobrý odrazový můstek. Úprava spočívá ve vybrání lokálního maxima (eventuálně minima) v každém cyklu.

V EKG se však místy objeví situace, kdy kladný i záporný kmit jsou přibližně stejně velké. V tom případě by se občas vyhodnotilo R kladné a místy záporné, což by nesplňovalo požadavek zarovnání. Kvůli tomu byl do algoritmu přiřazen krok, který vyhodnotí, zdali je vyšší počet kladných nebo záporných výchylek a následně ověří, jestli se u minoritní skupiny neobjevuje i opačná výchylka. Pokud ano a její absolutní hodnota se příliš neliší od hodnot majoritních výchylek, bude vzata jako R kmit.

Z takto upravených R kmitů jsou odvozeny délky jednotlivých cyklů. Následně se vytvoří kumulací vzor a vypočtou se příznaky charakterizující jednotlivé srdeční cykly.

4.2 SHLUKOVÁNÍ SRDEČNÍCH CYKLŮ

Jak bylo řečeno výše, ke shlukování je použita metoda *k-means*, která si žádá znát předem počet shluků, který však z pacientských snímání není k dispozici. Zde je zaveden předpoklad, že v rámci jednoho deseti vteřinového záznamu se nevyskytne více jak N/2 různých cyklů, kde N je celkový počet cyklů do analýzy vstupující. Z toho tedy vyvodíme, že počet shluků, pro které budeme provádět metodu *k-means* bude 2 až N/2. Po každém proběhlém shlukování je vypočtena průměrná hodnota siluety. Pakliže dosáhne hodnota siluety 0.9 a vyšší nebo 0.8 s podmínkou, že žádná dílčí hodnota siluety neklesla pod 0.75, je velice pravděpodobné, že shlukování je pro odpovídající *n* shluků vhodné. S nižší hodnotou tato pravděpodobnost klesá. Není však možné ji zcela vyloučit. Z toho důvodu je potřeba provést statistické zhodnocení metody a následně poupravit práh pro vyhodnocení správného shlukování.

5 STATISTICKÉ ZHODNOCENÍ

Pro zhodnocení bylo vybráno náhodně 500 záznamů z databáze BTL[®]. Takové množství je dostatečně velké na to, aby mělo vypovídající hodnotu a zároveň se do nich promítly jak záznamy fyziologické, tak s patologiemi. Do analýzy nebyly zahrnuty záznamy, které obsahovaly artefakty způsobené kardiostimulátory. Záznamy byly zpracovány a výsledky byly porovnány s přiloženou anotací. V tabulce 1 jsou zapsány četnosti výsledků. V řádcích tabulky je zachyceno, zdali byl (+) nebo nebyl (-) v anotaci zapsán abnormální komorový komplex nebo zvláštní morfologická odchylka v oblasti P vlny. Sloupce odpovídají výsledkům vytvořeného algoritmu, tedy jestli rozřadil srdeční cykly do více shluků (+) či nikoli (-).

		Algo		
	>	+	-	Σ
Anotace	+	82	20	102
motuce	-	65	333	398
	Σ	147	353	500

Tabulka 1: Kontingenční tabulka

Z tabulky 1 je patrné, že celkem 85 záznamů bylo nesprávně vyhodnoceno. Případy, kdy se abnormality vyskytovaly, ale nebyly detekovány (chyba I. řádu), byly pravděpodobně způsobeny nedostatečnou citlivostí na odlišení pozměněných cyklů. Pro snížení této chyby by bylo vhodné přidat do hodnocení příznaky, které nesou informaci odlišnou od ostatních a tím je i vyhodnotit jako rozdílné. Chyba II. řádu, kdy algoritmus vyhodnotil cyklus jako odlišný byla často způsobena nesprávným zarovnáním QRS komplexů, které vzniklo pravděpodobně během úpravy pozic R vln. Eliminovat by šla přesnějším vyhodnocením kmitu R.

Z kontingenční tabulky mohou být dopočítány další parametry, a to konkrétně specifita (TNR), senzitivita (TPR), pozitivní prediktivní hodnota (PPV) a negativní prediktivní hodnota (NPV).

TNR	0.94
TPR	0.55
PPV	0.8
NPV	0.83

Tabulka 2: Dopod	Éítané parametry
------------------	------------------

Zanesené hodnoty v tabulce 2 ukazují, že algoritmus je poměrně specifický, bohužel už ne tolik senzitivní. Prediktivní hodnoty, které poskytují informaci o pravděpodobnosti správného zařazení záznamu jsou poměrně dobré.

Algoritmus jako takový je citlivý na správnost detekce R kmitů. Vzhledem k tomu, že v rámci zpracování se berou v úvahu všechny dostupné pozice R kmitů z databáze, tak ani dodatečná úprava pozic nebude efektivní, pokud je detekována například vlna T místo QRS komplexu. Takovýchto případů bylo v rámci těchto pětiset záznamů celkem 13. Pokud bychom tedy předpokládali dokonalou detekci R kmitů, a tím bychom eliminovali těchto 13 záznamů, zvedla by se senzitivita na 0.61 a NPV na 0.86.

6 ZÁVĚR

Celý algoritmus lze označit jako poměrně specifický, zároveň má celkem dobré PPV a NPV, které označují pravděpodobnost, správného rozřazení do shluků. Senzitivita jako taková není zcela ideální. Nespornou výhodou algoritmu je, že mu stačí detekované pozice R kmitů, což je v dnešní době poměrně rutinní záležitost. Správnost poloh R vln je však klíčová a výsledek shlukování na ní závisí.

Algoritmus jako celek by mohl v praxi sloužit pro automatické sledování a hodnocení delších srdečních záznamů (např. z denního holterovského měření). Výstup jasně shrnuje podobu a četnosti jednotlivých srdečních cyklů.

PODĚKOVÁNÍ

I would like to thank Ing. Marina Ronzhina Ph.D. for her advices. I am also very grateful for her helpfulness. At the same time, I want to thank for providing an access to a test database. The entire algorithm would be difficult to create without it. Eventually I thank my schoolmates for their support.

REFERENCE

- CURTIS, Michael J., Jules C. HANCOX, Andres FARKAS, et al. The Lambeth Conventions (II): Guidelines for the study of animal and human ventricular and supraventricular arrhythmias. Pharmacology and Therapeutics, Amsterdam: Elsevier Inc., 2013. roč. 139, vyd. 2, s. 213-248. ISSN 0163-7258
- [2] RONZHINA, Marina. Shluková analýza. Presentation presented at: [Umělá inteligence

v medicíně AUIN; 2018 Oct 23, Brno, Czech Republic]

- [3] DUDA, Richard O., Peter E. HART, David G. STORK. Pattern Classification. New York, United States: John Wiley and Sons Inc., 2000 ISBN: 0-471-05669-3
- [4] RONZHINA, Marina. Nehierarchické metody. Presentation presented at: [Umělá inteligence v medicíně AUIN; 2018 Oct 30, Brno, Czech Republic]
- [5] KOZUMPLÍK, Jiří. Analýza biologických signálů [online prezentace]. Brno: ÚBMI, VUT, [cit. 2. 12. 2013]

TISSUE CHARACTERISATION IN SPECTRAL CT DATA

Veronika Poláková

Bachelor Degree Programme (3), FEEC BUT E-mail: xpolak35@vutbr.cz

Supervised by: Roman Jakubíček E-mail: jakubicek@feec.vutbr.cz

Abstract: This article deals with tissue characterisation in virtual monoenergetic images (VMI). It presents that with growing energy of VMI the median of CT number increases or decreases with different steepness depending on a type of tissue. As a consequence, some VMI enable better soft tissue distinction and therefore their better classification. To determine which VMI are best suited, Cohen d was used. After that, Random Forest classification algorithm was applied to these images. If median of pixels is considered in addition to pixels themselves, the tissues can be classified correctly.

Keywords: spectral CT, image segmentation, descriptive statistics, supervised machine learning

1 ÚVOD

Výpočetní tomografie (CT) je jedna ze základních zobrazovacích modalit současnosti. Výhodou CT je rychlá akvizice dat, naopak za nevýhody se považuje zátěž pacienta radiačním zářením a horší kontrastní rozlišení měkkých tkání. Obě negativa se snaží výzkum řešit, přičemž tato práce se zaměřuje pouze na druhý problém.

Zatímco klasické CT používá ke tvorbě obrazu pouze jedno polyenergetické spektrum rentgenového (RTG) záření, spektrální CT jich používá více a lze ho tedy chápat jako souhrnné označení pro Dual-Energy CT (DECT) a Multi-Energy CT (MECT) systémy. Zatímco MECT není komerčně dostupné a je ve fázi vývoje, DECT existuje na trhu v různých provedeních a nabízí vytvořit množství virtuálních (uměle dopočítaných) obrazů, které mohou napomáhat při diagnostice. Tato práce se zaměřovala na tzv. virtuální monoenergetické obrazy (VMI), které simulují, jak by obraz vypadal při průchodu RTG záření pouze o jedné energii [1]. Charakterizace tkání pomocí CT čísel na těchto obrazech nám může zodpovědět otázku, zda některé VMI poskytují lepší kontrastní rozlišení daných tkání než obrazy z klasického CT. Pokud by tomu tak bylo, mohou nám tyto obrazy dopomoci ke snadnější automatické klasifikaci tkání i jejich segmentaci, která je nyní problematická z důvodu podobných CT čísel jednotlivých tkání.

2 DOSTUPNÁ DATA A ZÍSKÁNÍ DAT PRO CHARAKTERIZACI TKÁNÍ

K dispozici byla data 14 pacientů nasnímaná zařízením *IQon Spectral CT* od firmy Philips. Jedná se o "dual-layer" DECT, který nabízí rekonstruktor pro tvorbu VMI, ale i dalších parametrických obrazů. Byly vytvořeny VMI s několika reprezentativními energiemi, konkrétně 40, 50, 55, 60, 65, 70, 80, 90, 100, 120, 140 a 160 keV. Největší změna v podobě obrazů byla subjektivně zaznamenána v rozsahu 50–70 keV, proto se zde postupovalo s jemnějším krokem, naopak obrazy nad 100 keV vypadaly podobně, a proto zde bylo postupováno s větším krokem. Jako reference byly pomocí rekonstruktoru vytvořeny i obrazy analogické těm z klasického CT dále označovány jako kCT.

Z vytvořených parametrických obrazů bylo potřeba vybrat jednotlivé tkáně segmentačními technikami. Pro lepší kontrolovatelnost segmentace probíhala na 2D řezech a to zejména metodami narůstání oblastí a aktivních kontur. Výsledek těchto metod však vyžadoval značné ruční úpravy. Pro co největší reprezentativnost tkáně byla její data nasbírána aspoň z jednoho axiálního, sagitálního a frontálního řezu. Nicméně tímto přístupem byl získán u různě velkých tkání různý počet dat, což není žádoucí z důvodu požadavku nezávislosti klasifikace na velikosti tkání (poměr velikostí tkání se může s číslem řezu měnit). Tato práce si tedy kladla za cíl u všech tkání nasbírat přesně 25 000 pixelů¹. Segmentaci tkáně bylo potřeba pečlivě provádět pouze na jednom parametrickém obrazu, jelikož výsledek segmentace byl uložen ve formě binární masky. Vynásobením této masky s dalšími parametrickými obrazy získáme potřebné údaje o tkáni na kCT obrazu i napříč spektrem energií VMI. Finálním krokem bylo uložení všech dat do databáze, z které lze následovně vybírat požadovaná data. Tímto postupem byla získána data u 9 pacientů.

CHARAKTERIZACE TKÁNÍ 3

Bylo zjištěno, že s měnící se energií VMI se mění i medián CT čísla tkáně. U některých tkání medián CT čísla s rostoucí energií roste, naopak u jiných tkání klesá. Tento růst a pokles je u různých tkání různě strmý, což může pomoci při jejich klasifikaci. Práce se zaměřovala na rozlišení vybraných dvojic tkání, které anatomicky leží blízko u sebe (konkrétně játra/ledvina, tepenná krev/žilní krev, mícha/koňský ohon a meziobratlová ploténka/velký bederní sval). Příklad charakterizace jedné takové dvojice tkání ukazuje Graf 1.



Charakterizace dvou vybraných tkání na parametrických obrazech u daného pacienta

Graf 1: Graf zobrazuje charakterizaci tkání na jednotlivých parametrických obrazech, přičemž střed krabice je medián, okraje krabice tvoří horní a dolní kvartil, fousky jsou délky trojnásobku mezikvartilového rozpětí a pluska značí velmi odlehlé hodnoty. Zcela vlevo je vidět charakterizace tkání na referenčním kCT obrazu, následují charakterizace na jednotlivých VMI o dané energii. Medián CT čísla velkého bederního svalu i meziobratlové ploténky na těchto obrazech s rostoucí energií klesá, resp. neroste, jak je vidět nejen z boxplotů, ale i mediánů barevně vypsaných ve spodní části grafu. Dále je patrné, že u svalu je strmost poklesu mediánu CT čísla mnohem menší než u meziobratlové ploténky. Tento charakter vybraných tkání není však pravidlem u všech pacientů.

Rozlišení tkání na jednotlivých obrazech nezáleží pouze na rozdílnosti mediánu tkání, ale i na míře variability CT čísel. Proto jako kritérium míry rozdílnosti tkání bylo v práci zvoleno Cohenovo d dané rov. 1, kde x_1 (resp. x_2) je průměrná hodnota pixelů první (resp. druhé) tkáně² a σ je sdružená směrodatná odchylka³.

$$d = \frac{|\overline{x_1} - \overline{x_2}|}{\sigma} \tag{1}$$

¹Tento počet byl zvolen jako zlatý střed, jelikož příliš vysoký počet učiní segmentaci malých tkání zbytečně zdlouhavou či dokonce nemožnou (tkáň je natolik malá, že tolik hodnot u ní nelze nasbírat), naopak příliš nízký počet podává malou informaci o větších tkáních.

²Zkoumané tkáně graficky nabývají normálního rozložení, tedy jejich medián odpovídá průměru.

³Sdružená směrodatná odchylka se vypočítá dle vztahu $\sigma = \sqrt{\frac{(n_1-1)\cdot\sigma_1^2 + (n_2-1)\cdot\sigma_2^2}{n_1+n_2-2}}$, kde σ_1 (resp. σ_2) je výběrová směrodatná odchylka první (resp. druhé) tkáně a n_1 (resp. n_2) je velikost vzorku první (resp. druhé) skupiny.

Tímto postupem lze určit, zda a který VMI poskytuje lepší rozlišení zvolených tkání než kCT obraz. Platí, že čím větší d, tím lépe tkáně rozeznáme. Za přijatelnou hodnotu se považuje 0,8 a vyšší [2], které z doposud zkoumaných tkání nabývaly dvojice játra/ledvina a meziobratlová ploténka/velký bederní sval. Naopak dvojice tepenná krev/žilní krev a mícha/koňský ohon na žádném z parametrických obrazů hodnoty 0,8 nedosáhly, a proto lze prohlásit, že ani na VMI se nám nepodaří je účinně rozlišit. Tabulka Cohenova d pro různé dvojice tkání u daného pacienta vypadá následovně:

	kCT	40 keV	50 keV	55 keV	60 keV	65 keV	70 keV	80 keV	90 keV	100 keV	120 keV	140 keV	160 keV
VBS/MP	1,81	1,51	1,74	1,86	1,93	1,97	1,99	2,00	2,00	1,98	1,96	1,94	1,93
J/L	1,99	1,35	1,79	2,03	2,21	2,36	2,47	2,62	2,71	2,76	2,82	2,84	2,85
TK/ŽK	0,10	0,22	0,19	0,19	0,18	0,17	0,17	0,15	0,14	0,14	0,13	0,12	0,12
M/KO	0,33	0,12	0,27	0,34	0,39	0,44	0,47	0,51	0,53	0,54	0,55	0,56	0,56

Tabulka 1: Cohenovo d pro různé dvojice tkání, přičemž zelená barva je vždy u parametrického obrazu, který nabízí nejlepší rozlišení dané dvojice. VBS/MP = velký bederní sval/meziobratlová ploténka, J/L = játra/ledvina, TK/ŽK = tepenná krev/žilní krev, M/KO = mícha/koňský ohon.

4 KLASIFIKACE TKÁNÍ

Pro klasifikaci byl zvolen algoritmus náhodného lesa ("Random Forest"), který vytváří efektivní klasifikátor na základě učení s učitelem. Počet stromů byl zvolen jako 20 na základě analýzy tzv. "out of bag" chyby při různých počtech stromů. Trénovací data byla čerpána z vytvořené databáze dat, testovacími daty pak byla náhodně vybraná část obou tkání na náhodném snímku (avšak jiném, než na kterém byla sbírána trénovací data) u daného pacienta. Snahou bylo dosáhnout dobré klasifikace s využitím co nejméně parametrických obrazů z důvodu menší výpočetní a časové náročnosti.

Klasifikace tkání na základě jednotlivých pixelů (Obrázek 1a) dosahovala s využitím vhodných VMI (výběr podle Cohenova d) úspěšnosti o 1 až 10 % (výjimečně i více procent) lepší než na kCT obrazu.

Mnohem lepších výsledků klasifikace bylo dosaženo, pokud byly místo samotných pixelů využity statistické charakteristiky tkáně, konkrétně medián (Obrázek 1b). Trénovací data byla vytvořena mediánovou filtrací dat dané tkáně uložených v databázi. Testovací data byla získána vypočtením mediánu z hodnot získaných ze samotného pixelu, který chceme správně zařadit, a jeho kruhového okolí. Přitom platí, že počet dat, ze kterých se počítal medián u trénovacích i testovacích dat je stejný. Nutno podotknout, že tímto postupem nebylo dosaženo dobrých výsledků jen na VMI, ale i na kCT obraze. Pro správnou klasifikaci na tomto obraze však zpravidla musel být medián vypočten z většího okolí, což by ztěžovalo detekci menších útvarů.

Srovnání přesností klasifikace pomocí obou výše popsaných přístupů ukazuje Tabulka 2.

	kCT	VMI	kCT	VMI	
přesnost	72,21 %	86,91 %	96,06 %	100,00 %	

Tabulka 2: Přesnost klasifikace pro samotné pixely (levá část tabulky) a pro region pixelů (pravá část tabulky). Číslo vyjadřuje poměr správně zařazených pixelů ku všem použitým pixelům souhrnně pro všechny pacienty a uvažované dvojice tkání. Těmi byly tkáně s Cohenovým d větším než 0,8, tedy velký bederní sval/meziobratlová ploténka a játra/ledvina. Poloměr kruhového okolí pixelu byl vždy nastaven tak, aby klasifikace pomocí VMI byla stoprocentní.

Limitací přístupu založeného na výpočtu mediánu z regionu pixelů je skutečnost, že mezi tkáněmi vytváří mnohdy nerealistickou hranici (zejména v případech velmi konvexních hranicí jako je např. u dvojice meziobratlová ploténka/velký bederní sval). Čím menší okolí pixelu při tvorbě mediánu bylo uvažováno, tím lépe šla pozorovat skutečná hranice, nicméně menší okolí mělo zase negativní vliv na úspěšnost klasifikace (nejmenší možné okolí je nulové, tedy vracíme se k situaci, kdy při klasifikaci uvažujeme samotné pixely). Proto byly přístupy klasifikace na základě samotných pixelů a regionu pixelů zkombinovány. Nejdříve byly klasifikovány samotné pixely s pomocí VMI. Pozorovaná hranice však byla nesouvislá, a proto bylo rozhodnuto proložit ji vyhlazujícím splajnem. Pro správné nalezení hranice, která má být vyhlazena, byly učiněny následující kroky:

- Z výsledků klasifikace pomocí samotných pixelů byly vytvořeny binární masky obou tkání. Jedna z těchto masek byla vyhlazena pomocí morfologické operace otevření a následného uzavření. Druhá maska je doplňkem masky první v univerzu tvořeném oblastí zájmu.
- 2) Byly nalezeny hrany jako možné hranice mezi tkáněmi. Pokud pixel p(r-1,s) patří dle masek do první tkáně a pixel p(r+1,s) do druhé tkáně, pak pixel p(r,s) tvoří horizontální hranu. Podobně bylo postupováno i u vertikálních a diagonálních hran.
- 3) Byla nalezena nejdelší hrana, která byla proložena vyhlazujícím splajnem. Pokud RMSE bylo menší než určená limitní hodnota přípustné chyby, byla nalezena správná hranice. V opačném případě byl zřejmě místo hranice nalezen shluk pixelů, které byly kvůli nedokonalé klasifikaci na počátku určeny jako hranice. Tato možnost byla z kandidátů na možné hranice vyloučena a pokračovalo se znovu od začátku tohoto bodu, dokud nebyla nalezena vyhovující hranice.

Po nalezení hranice byla vymezena dvě úzká pásma kolem hranice (jedno nad a jedno pod hranicí), kde byly pixely zařazeny podle majoritní skupiny pixelů v tomto pásmu. Šířka tohoto pásma byla rovna poloměru kruhového okolí, ze kterého se následně bude počítat medián. Tímto krokem zajistíme zachování konvexnosti hranice. Pixely mimo hranici a pásma lze následně zařadit již výše popsaným způsobem pomocí mediánu tohoto pixelu a jeho okolí. Výsledek zobrazuje Obrázek 1c.



Obrázek 1: Klasifikace tkání pomocí algoritmu náhodného lesa na vybrané oblasti zájmu s pomocí jednotlivých pixelů (a), regionu pixelů (b) a kombinovaného přístupu vhodného pro určení konvexních hranic (c). Modrá barva odpovídá velkému bedernímu svalu, červená barva meziobratlové ploténce. Ke klasifikaci byl využit VMI 90 keV.

5 ZÁVĚR

Byl vytvořen postup pro charakterizaci tkání na několika parametrických obrazech. Na dostupných datech bylo prokázáno, že VMI zlepšují kontrastní rozlišení některých měkkých tkání, přičemž míru jejich odlišnosti na daném obraze lze posoudit pomocí Cohenova d. Díky faktu, že na vybraných VMI jsou dané tkáně lépe rozlišitelné než na kCT obraze, je možné je na těchto obrazech lépe klasifikovat. Účinnější klasifikace bylo dosaženo pokud místo samotných pixelů byly raději uvažovány statistické charakteristiky určitého regionu, přičemž u VMI stačí pro správnou klasifikaci zpravidla menší region než na kCT obraze. To umožňuje například detekovat ve tkáni menší oblasti, které se svými statistickými charakteristikami od tkáně liší (cévy probíhající tkání, cysty, nádory, apod.). Pokud jde o určení věrohodné hranice mezi tkáněmi, je potřeba kombinovat klasifikaci pomocí samotných pixelů i regionu pixelů. Jestliže dokážeme tuto hranici určit, můžeme tkáně účinně segmentovat.

REFERENCE

- [1] FORGHANI, Reza, Bruno DE MAN a Rajiv GUPTA. Dual-Energy Computed Tomography: Physical Principles, Approaches to Scanning, Usage, and Implementation: Part 2. *Neuroimaging Clinics of North America* [online]. 2017, 27(3), Dual Energy CT: Applications in Head and Neck and Neurologic Imaging, 385–400 [cit. 2018-03-10]. DOI: 10.1016/j.nic.2017.03.003. ISSN 1052-5149.
- [2] SULLIVAN, Gail M. a Richard FEINN. Using Effect Size—or Why the P Value Is Not Enough. *Journal of Graduate Medical Education* [online]. 2012, 4(3), 279–282 [cit. 2018-03-10]. DOI:10.4300/JGME-D-12-00156.1. ISSN 1949-8349.

IDENTIFICATION OF PATIENTS AT THE RISK OF LEWY BODY DISEASES BASED ON ACOUSTIC ANALYSIS OF SPEECH

Andrea Fernández Martínez

Bachelor Degree Programme (4th), Faculty of Sciences and Technology, University of Vic - Central University of Catalonia

E-mail: andrea.fernandez@uvic.cat

Supervised by: Jiri Mekyska

E-mail: mekyska@feec.vutbr.cz

Abstract: Lewy body diseases (LBDs) is a group of neurodegenerative diseases that consists of Parkinson's disease and dementia with Lewy bodies, that are generally very crucial to be diagnosed in their prodromal state. In the frame of this study we proposed a multivariate logistic regression model that identifies people in a high risk of LBDs based on their articulatory and prosodic characteristics. More specifically, the model has 80 % specificity and 85 % sensitivity based on quantification of rigidity of tongue/jaw, monoloudness, and inappropriate pausing.

Keywords: Lewy body diseases, Parkinson's disease, dementia with Lewy bodies, speech, voice, acoustic analysis, prodromal diagnosis

1 INTRODUCTION

Lewy body diseases (LBDs) is a group of neurodegenerative diseases that consists of Parkinson's disease (PD) and dementia with Lewy bodies (DLB). LBDs are associated with pathophysiological process of α -synuclein accumulation in specific brain regions leading to the formation of Lewy bodies and Lewy neuritis resulting to cell death [1]. LBDs have a long prodromal interval, i.e. a period during which neurodegenerative symptoms are present, but full clinical disease has not yet developed [2]. Identification of this stage of LBDs is crucial for development of disease-modifying treatment, since the neurodegeneration may be possibly stopped or treated before the pathological cascades start.

Prodromal markers of LBDs are diverse and usually non-specific (except idiopathic REM sleep behaviour disorder) [1]. Nevertheless, a few studies suggest, that speech/voice disorders such as dysfluency, aperiodicity or irregular alternating motion rate can be identified in early stages of PD or DLB [3][4][5]. Based on these findings, the aim of this pilot study is to identify a group of people, who are at the risk of LBDs (i.e. in probable prodromal stage) and identify acoustic features that discriminate them from healthy controls or patients with clinically diagnosed PD.

2 MATERIALS AND METHODS

2.1 DATASET

We enrolled 20 Czech native PD patients (5 females, 15 males), 32 healthy controls HC (22 females, 10 males), and 24 people who were in the risk of LBDs (14 females, 10 males) at the First Department of Neurology, St. Anne's University Hospital in Brno, Czech Republic. The participants in the risk of LBDs were identified based on a screening questionnaire containing several risk factors, e.g. the REM sleep behaviour disorder. None of the PD patients had a disease affecting the central nervous system other than PD. These patients were examined on their regular dopaminergic medication approximately 1 hour after the L-dopa dose. All participants signed an informed consent form that has been approved by the local ethics committee.

2.2 ACOUSTIC ANALYSIS

Speech/voice of the enrolled participants was recorded by a large capsule cardioid microphone M-AUDIO Nova and sampled at $f_s = 16$ kHz. More specifically, we acquired the following tasks: TSK1 – a monolog, at least 90 s long without interruption of a clinician; TSK2 – reading a short phonetically balanced paragraph; TSK3 – approximately 3 s (not longer than 5 s) sustained vowel /a/ at a comfortable pitch and loudness; TSK4 – approximately 3 s (not longer than 5 s) sustained vowel /i/ at a comfortable pitch and loudness; TSK5 – approximately 3 s (not longer than 5 s) sustained vowel /u/ at a comfortable pitch and loudness; TSK6 – sustained phonation of /a/ at a comfortable pitch and loudness; TSK6 – sustained phonation of /a/ at a comfortable pitch and loudness; TSK6 – sustained phonation of /a/ at a comfortable pitch and loudness; TSK6 – sustained phonation of /a/ at a comfortable pitch and loudness; TSK6 – sustained phonation of /a/ at a comfortable pitch and loudness; TSK6 – sustained phonation of /a/ at a comfortable pitch and loudness; TSK6 – sustained phonation of /a/ at a comfortable pitch and loudness; TSK6 – sustained phonation of /a/ at a comfortable pitch and loudness as constant and long as possible (performed on one breath).

We quantified the following speech/voice disorders: 1) airflow insufficiency (using maximum phonation time MPT in TSK6); 2) irregular pitch fluctuations (relative standard deviation of fundamental frequency relF0SD, TSK3–6); 3) microperturbations in frequency (jitter, TSK3–6); 4) microperturbations in amplitude (shimmer, TSK3–6); 5) increased noise (harmonics-to-noise ratio HNR, TSK3–6); 6) aperiodicity (degree of unvoiced segments DUV, TSK3–6); 7) tremor of jaw (relative standard deviation of first (F1) and second (F2) formant relF1SD, relF2SD, TSK3–6); 8) decreased tongue movement (vowel articulation index VAI, TSK1–5); 9) rigidity of tongue and jaw (relF1SD, relF2SD, TSK1–2); 10) monoloudness (relative standard deviation of SEO relSEOSD, TSK1–2); 11) monopitch (relF0SD, TSK1–2); 12) inappropriate silences (speech index of rhythmicity SPIR, TSK2); 13) higher proportion of silence time (percentual pause ratio PPR, TSK2); 14) longer duration of silences (median duration of silences longer than 50 ms DurMED, TSK2); 15) higher variability of silence duration (median absolute deviation of silences longer than 50 ms, TSK2); 16) unnatural speech rate (articulation rate AR, TSK2).

2.3 STATISTICAL ANALYSIS

In the first step we employed univariate logistic regression to evaluate discrimination power (PD vs. HC) of individual acoustic features. The discrimination power was quantified using the area under curve (AUC). In addition, we used the minimum redundancy maximum relevance (mRMR) filtering feature selection technique to sort the features based on their relevance and non-redundancy.

In the second step, we selected the first five most discriminative and relevant features, that were further fed into a multivariate logistic regression model. Based on a visual inspection of resulting ROC (receiver operating characteristic) curves, we selected optimal combination of the features, that provided at least 80 % specificity and sensitivity. Finally, we used the multivariate model with the optimal threshold to identify people in a high risk of LBDs (we done this group as LBD) and compared the selected acoustic features of these people with corresponding mean values of the PD and HC cohorts.

3 RESULTS

Results of the univariate regression analysis are summarized in Table 1. According to the mRMR filtering technique, the most relevant feature was found to be the relative standard deviation of the 1st formant (TSK1) with the highest AUC = 75.97 %.

Regarding the multivariate regression analysis, the optimal logistic regression model was found combining features relF1SD (TSK1), SPIR (TSK2) and relSEOSD (TSK2): AUC = 87.10 % (see ROC in Figure 1). Using this model (with 80 % specificity and 85 % sensitivity), only seven participants were confirmed to be in the high risk of LBDs.

Finally, Figure 1 displays mean/individual values of the three above-mentioned features for PD, HC, and LBD groups.

Table 1: Results of the univariate regression analysis.

Task	Task category	Speech dimension	Acoustic feature	Mean ± STD (HC)	Mean ± STD (PD)	AUC [%]	mRMR importance
TSK1	monologue	articulation	relF1SD	0.59 ± 0.18	0.69 ± 0.12	75.97	1
TSK2	reading	speech fluency	SPIR	0.04 ± 0.01	0.03 ± 0.01	73.71	10
TSK2	reading	articulation	relF1SD	0.50 ± 0.13	0.61 ± 0.13	73.23	7
GLOBAL	sustained phonation	phonation	VAI	1.20 ± 0.24	1.10 ± 0.17	71.45	18
TSK1	monologue	prosody	relSEOSD	1.70 ± 0.81	1.29 ± 0.47	66.13	3

 $STD-standard \ deviation, \ HC-healthy \ controls, \ PD-Parkinson's \ disease \ patients, \ AUC-area \ under \ curve, \ relF1SD-relative \ std \ of \ the 1st \ formant, \ SPIR-speech \ index \ of \ rhythmicity, \ VAI-vowel \ articulation \ index, \ relSEOSD-relative \ std \ of \ squared \ energy \ operator$



Figure 1: ROC (top-left figure) and values of the selected features (blue colour – people in the high risk of LBDs, green colour – mean value for the HC cohort, red colour – mean value for the PD cohort, relF1SD – relative std of the 1st formant, SPIR – speech index of rhythmicity, VAI – vowel articulation index).

4 DISCUSSION

The most discriminative feature is based on the first formant frequency extracted from the monologue. Generally, formants are related to the resonances of the oro-naso-pharyngeal tract and are modified by position of tongue and jaw. More specifically, the first formant is modified by the vertical position of tongue and jaw. Based on this finding we can conclude that the highest identified difference between PD and HC is in articulation.

The optimal combination of features, that provides 80 % specificity and 85 % sensitivity, contains (beside relF1SD (TSK1)) SPIR (TSK2) and relSEOSD (TSK2). The important role of SPIR in the acoustic analysis of hypokinetic dysathria was identified by Rektorova et al., who used this feature to predict mild cognitive impairment or dementia in PD patients [6]. Therefore we assume, that this

prosodic feature quantifying inappropriate silences is somehow associated with cognitive decline in the PD patients. Finally, relSEOSD assess monoloudness, which is again very typical for PD patients [5].

Based on the trained multivariate model, we finally selected 7 people in a high risk of LBDs. We observed that these people have generally higher values of relF1SD (in monologue and reading task) than HC, lower values of SPIR, and lower values of vowel articulation index, which reflects decreased tongue movement.

5 CONCLUSION

In this study, we identified acoustic features that discriminate PD and HC (with 80 % specificity and 85 % sensitivity), and used these parameters to train a logistic regression model, that identified people with a high risk of LBDs. These subjects, in comparison to HC, are associated mainly with articulatory and prosodic disorders.

This work has several limitations such as the small cohort of participants, gender inequality, and different severity of PD patients. Therefore, we cannot generalize the results, but rather consider them as pilot ones. On the other hand, to the best of our knowledge, it is the first work dealing with the identification of prodromal state of LBDs based on the acoustic analysis of speech/voice, and we believe that our findings will help in further research in this field of science.

ACKNOWLEDGEMENT

This research was funded by the Erasmus+ program and grant LO1401. For the research, infrastructure of the SIX Center was used.

REFERENCES

- [1] POSTUMA, Ronald B, Alex IRANZO, Michele HU, et al. Risk and predictors of dementia and parkinsonism in idiopathic REM sleep behaviour disorder: a multicentre study. Brain. 2019, 142(3), 744–759. DOI: 10.1093/brain/awz030. ISSN 0006–8950.
- [2] BERG, Daniela, Ronald B. POSTUMA, Charles H. ADLER, et al. MDS research criteria for prodromal Parkinson's disease. Movement Disorders. 2015, 30(12), 1600–1611. DOI: 10.1002/mds.26431. ISSN 08853185.
- [3] ASH, Sharon, Corey MCMILLAN, Rachel G. GROSS, et al. Impairments of speech fluency in Lewy body spectrum disorder. Brain and Language. 2012, 120(3), 290–302. DOI: 10.1016/j.bandl.2011.09.004. ISSN 0093934X.
- [4] RUSZ, Jan, Jan HLAVNIČKA, Tereza TYKALOVÁ, Jitka BUŠKOVÁ, Olga ULMANO-VÁ, Evžen RŮŽIČKA and Karel ŠONKA. Quantitative assessment of motor speech abnormalities in idiopathic rapid eye movement sleep behaviour disorder. Sleep Medicine. 2016, 19, 141–147. DOI: 10.1016/j.sleep.2015.07.030. ISSN 13899457.
- [5] BRABENEC, L., J. MEKYSKA, Z. GALAZ and Irena REKTOROVA. Speech disorders in Parkinson's disease: early diagnostics and effects of medication and brain stimulation. Journal of Neural Transmission. 2017, 124(3), 303–334. DOI: 10.1007/s00702-017-1676-0. ISSN 0300–9564.
- [6] REKTOROVA, Irena, Jiri MEKYSKA, Eva JANOUSOVA, et al. Speech prosody impairment predicts cognitive decline in Parkinson's disease. Parkinsonism & Related Disorders. 2016, 29, 90–95. DOI: 10.1016/j.parkreldis.2016.05.018. ISSN 13538020.

SEMI-AUTOMATIC SEGMENTATION OF ON-LINE HANDWRITING

Michal Gavenčiak

Bachelor Degree Programme (3), FEEC BUT E-mail: xgaven07@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Vojtěch Zvončák

E-mail: vojtech.zvoncak@phd.feec.vutbr.cz

Abstract: This paper deals with the automation of digital trace data segmentation. The data are obtained from a digitizing tablet and are then subjected to handwriting analysis, providing quantified information about a person's handwriting, which might help in the diagnosis of handwriting difficulties. In order to successfully analyze the data, they must be segmented by individual handwriting exercise. Implementation of a python-based program with a GUI is described along with its basic functionality.

Keywords: Handwriting difficulties, graphical user interface, python, online handwriting

1 ÚVOD

Pro úspěšné absolvování školní docházky, je pro každé dítě nutné dosáhnutí dostatečné úrovně psaného projevu. V tomto ohledu se dítě považuje za zběhlé, je-li jeho psaný projev čitelný a samotné psaní dítě zvládá s minimálním úsilím a za přiměřenou dobu[5][7]. Porucha psaného projevu je velice často spojována s dětskou vývojovou dysgrafií, kterou trpí 10-30% dětí školního věku[6].

V současnosti je diagnostika této poruchy založena na vizuálním posouzení grafického projevu zaleženém na tvaru písmen, odsazování a počtu chyb. Tato metoda, závislá na psychickém stavu hodnotitele, jeho zraku a zkušenostech, navíc nenabízí možnost posouzení atributů psaného projevu, jako jsou například: tlak pera na papír, sklon, rychlost a zrychlení pera při dotyku s podložkou (on-surface pohyb), či pohyby perem nad papírem (in-air pohyb).

V rámci výzkumů [1][5] zabývajících se využitím moderních, digitálních metod pro zdokonalení diagnostiky této poruchy byl vyvinut postup, umožňující zachytit psaný projev pomocí digitalizačního tabletu. Při akvizici dat děti vypracovávají psaná cvičení, která jsou zadána na papíru A4, který je připevněn na tablet. Pro urychlení doby vyšetření je umístěno několik cvičení na jeden papír. Segmentace dat je prozatím prováděna manuálně s pomocí softwaru, a nabízí se tak možnost dalšího vylepšení. V rámci této práce je popsán vývoj programu, poskytující poloautomatickou segmentaci dat s možností nastavení citlivosti algoritmu a možností manuální korekce prostřednictvím uživatelského rozhraní.

2 SEGMENTACE DAT

Data určená ke zpracování obsahují celkem 7 číselných vektorů, přičemž každý řádek nese informaci o poloze hrotu pera (pozice x, y, z) vůči digitalizujícímu tabletu, jeho náklonu, azimutu a tlaku vyvíjenému na tablet. Řádky jsou seřazeny podle časové osy v pořadí, v jakém vznikaly. Celkově tyto informace popisují jedno nebo více psacích cvičení, přičemž ve výstupních souborech z tabletu neexistuje informace o jejich počtu, poloze ani velikosti. Jelikož ke každému vzorku produkovaného tabletem získáváme i časovou značku, nazýváme toto písmo jako online. Současně prováděná ruční segmentace je náročná a zdlouhavá. Obsah souboru je nejprve nutné vykreslit pomocí specializovaného programu umožňujícího vykreslování bodů, či grafů, například MatLAB. Poté je však nutné z grafu odhadnout a přesněji určit místo v souboru, kde provést "střih". Tento postup je, kromě velké časové náročnosti, také velmi nepřesný. Není výjimkou, že cvičení nejsou tvořena v předpokládaném pořadí. Navíc měli někteří pacienti tendenci dokreslovat některá cvičení zpětně. Při segmentaci tedy není možné spoléhat na hraniční body na časové ose, oddělující jedno cvičení od druhého.

2.1 **PROGRAM DYSGRAPHY**

Program DysGraphy byl vyvinut, aby usnadnil segmentaci dat. Především tedy, aby minimalizoval čas potřebný ke zpracování jednoho souboru a maximalizoval přesnost, se kterou je operace prováděna. Použitým programovacím jazykem je Python 3.7.0. Program dále využívá volně dostupné knihovny:

- NumPy[2] práce s vektory, maticemi a nástroje pro správu těchto a jiných dat.
- MatPlotLib[3] vykreslování různých typů 2D a 3D grafů a obrazců s možností jednoduchých ovládacích prvků a podporou vnoření do grafického uživatelského rozhraní.
- PyQt5 tvorba grafického uživatelského rozhraní.

Tyto prostředky byly zvoleny především na základě vývojové složitosti. Pro vývoj programu byla také posuzována implementace v programovacím jazyce C++. Program by jistě nabízel větší výkon a rychlejší zpracování, nicméně tvorba kódu v C++ je daleko složitější a zdlouhavější[4], což ubírá z času, který může být věnován vývoji dalších funkcí. Cílem tohoto programu navíc není dosáhnout co nejvyššího výkonu.

2.2 AUTOMATIZOVANÁ SEGMENTACE

Data pro segmentaci jsou načtena kompletně ze souboru do paměti počítače. Samotné zpracování informací se nyní dělí na několik kroků.

Prvním krokem je rozdělení dat na jednotlivé tahy na papíře (stroke) a pohyby nad papírem (offstroke). K docílení tohoto rozdělení program projde všechna data dle času a podle informace o přiložení pera na papír (1, 0 v každém řádku dat) oddělí úseky na jednotlivé instance tříd stroke a offstroke (viz obrázek 2).

Druhým krokem je rozpoznání souvisejících tahů, které dohromady tvoří jedno cvičení. K tomuto účelu je využita analýza pozice a velikosti jednotlivých tahů. Nejprve je porovnána jejich vzájemná poloha a ty, které jsou vyhodnoceny jako blízké, jsou označeny jako potenciálně související. Pro každý pár takto podezřelých je vyhodnocena poloha, kde je kritické přiblížení tahů nejpravděpodobnější. Kritickým přiblížením je myšleno protnutí dvou tahů, nebo takové přiblížení, kdy je jasné, že tahy spolu souvisí, např. nedotažení nožičky při psaní písmene "T". V této lokalitě jsou nyní porovnávány pozice jednotlivých bodů tahů. Vyhodnocení souvislosti probíhá dále také detekcí vepsaných a opsaných tahů. Pokud by předmětem některého cvičení bylo nakreslit např. terč, program vyhodnotí vnitřní i vnější kružnici jako spolu související, i přes to, že nejsou v kritické blízkosti. Před započetím běhu algoritmu je možné nastavit jeho citlivost. Nastavení citlivosti pomocí číselné hodnoty, udávané v pixelech, ovlivňuje vzdálenosti, v rámci tohoto kroku, které jsou vyhodnoceny jako kritické, či související (viz obrázek 3).

Třetím krokem je rozřazení nalezených párů do jednotlivých cvičení, které v rámci programu zastupují instance třídy nazvané *Picto* (zkráceně z ang. pictogram). Páry obsahující jeden shodný tah jsou sloučeny do jedné instance této třídy, přičemž je důležité, aby nevznikaly duplicitní prvky, které by mohly zkreslit výsledky analýzy po segmentaci dat. Tahy, které nejsou spárovány, jsou rozřazeny samostatně, neboť cvičení mohou být jedno-tahová (viz obrázek 4).

(Pozn. autora: z obrázků 2, 3 a 4 bylo pro přehlednost odstraněno vykreslení pohybů nad papírem)



Obrázek 1: Vykreslení výstupních dat z tabletu: modrá (on-surface): fialová (in-



Obrázek 3: Vzájemné porovnání dvou tahů vyznačených čárkovaně, oblast prohledávaná pro kritickou blízkost tučně



Obrázek 2: Vykreslení dat po segmentaci na jednotlivé tahy



Obrázek 4: Vykresleny dvě nalezená, oddělená cvičení

2.3 RYCHLOST ALGORITMU

V průběhu vývoje došlo k několikanásobnému zrychlení algoritmu. Použijme jako referenční hodnotu dobu, kterou zpracovávala první verze algoritmu největší ze vzorkových souborů (31830 řádků, 1,127 KB, 10 cvičení, 49 tahů), tedy přibližně 33,6 s. Implementací postupného vyřazování podezřelých párů a hledání protnutí, či kritického přiblížení tahů pouze ve vymezené lokalitě, došlo ke zkrácení tohoto času na 11,2 s. Další optimalizací zacházení s daty v průběhu chodu algoritmu došlo k dalšímu zrychlení na 5,0 s. Většina vzorových souborů je však menší a obsahuje přibližně 5000 – 10000 řádků. U souborů této velikosti se doba zpracování pohybuje kolem 1 s.

2.4 SPOLEHLIVOST ALGORITMU

Přesnost algoritmu je závislá na nastavení jeho citlivosti. Ta je defaultně nastavena na hodnotu 500 px. V rámci testování, však ještě nebyla nalezena hodnota, která by se dala považovat za ideální, nebo univerzální. Obecně lze vzorové soubory rozdělit do tří kategorií: A – soubory, které jsou správně vyhodnoceny s tímto nastavením. B – soubory, které vyžadují nastavení citlivosti výrazně nižší, neboť cvičení v nich jsou na sebe příliš natěsnána. C – soubory vyžadující hodnotu vyšší, neboť mezery způsobené nedotahováním jsou příliš veliké.

Při špatném vyhodnocení je možné změnit hodnotu citlivosti a provést zpracování znovu, případně provést manuální korekci v rámci grafického rozhraní.

2.5 OVLÁDÁNÍ PROGRAMU

Funkce je možné ovládat prostřednictvím jednoduchého uživatelského rozhraní. To nabízí možnosti volby souboru pro načtení dat, složky pro uložení zpracovaných dat, nastavení citlivosti algoritmu, spuštění algoritmu a případně následnou korekci špatně vyhodnocených cvičení. Korekce se provádí zvolením dvou odpovídajících cvičení ze seznamu a přetažením špatně zařazeného tahu ke správnému cvičení pomocí funkce Drag and Drop. GUI dále obsahuje pole pro vykreslení surových dat a segmentovaných cvičení včetně kroků korekce (viz obrázek 5).



Obrázek 5: Grafické rozhraní programu DysGraphy

2.6 DALŠÍ VÝVOJ

V tuto chvíli je program funkční a je schopen splnit účel, pro který byl navržen. Beze sporu však nabízí spoustu prostoru pro další vývoj. Z hlediska chodu algoritmu je možné provést další optimalizaci, kterou dojde ke zrychlení chodu programu. Nejdůležitějším bodem dalšího vývoje však bude rozšíření grafického rozhraní, které i když poskytuje všechny potřebné nástroje, není moc uživatelsky přívětivé a celkově je spíše minimalistické.

Rád bych také zvážil možnost implementovat algoritmus použitý k následné analýze písma, přímo do tohoto programu, aby bylo výsledné softwarové řešení co nejkompaktnější.

3 ZÁVĚR

Tento článek popisuje implementaci, chod a funkce programu DysGraphy, který byl vytvořen pro usnadnění přípravy dat, obsahujících on-line písmo, pro další analýzu. Implementovaný algoritmus zpracuje běžně veliký soubor za přibližnou dobu 1 s a je možné měnit jeho citlivost. Program disponuje grafickým rozhraním s ovládacími prvky, které nabízí možnost náhledu a korekce vyhodnocení programu.

REFERENCE

- [1] MEKYSKA, JIRI, MARCOS FAUNDEZ-ZANUY, ZDENEK MZOUREK, ZOLTAN GA-LAZ, ZDENEK SMEKAL and SARA ROSENBLUM. Identification and Rating of Developmental Dysgraphia by Handwriting Analysis. *IEEE Transactions on Human-Machine Systems* [online]. 2017, vol. 47, no. 2, pp. 235-248 [accessed. 13. December 2018]. Retrieved z: doi:10.1109/thms.2016.2586605
- [2] OLIPHANT, TRAVIS E. *Guide to NumPy*. B.m.: USA: Trelgol Publishing, 2018
- [3] HUNTER, JOHN D. Matplotlib: A 2D Graphics Environment. *Computing in Science & Engineering* [online]. 2007, vol. 9, no. 3, pp. 90-95 [accessed. 13 . December 2018]. Retrieved z: doi:10.1109/mcse.2007.55
- [4] PRECHELT, LUTZ. An empirical comparison of C, C++, Java, Perl, Python, Rexx, and Tcl for a search/string-processing program. 2000.
- [5] ZVONČÁK, V.; MEKYSKA, J.; ŠAFÁROVÁ, K.; GALÁŽ, Z.; MUCHA, J.; KISKA, T.; SMÉKAL, Z.; LOSENICKÁ, B.; ČECHOVÁ, B.; FRANCOVÁ, P.; FAUNDEZ-ZANUY, M.; ROSENBLUM, S. Effect of Stroke-level Intra-writer Normalization on Computerized Assessment of Developmental Dysgraphia. In 10th International Congress on Ultra Modern Telecommunications and Control Systems and Workshops (ICUMT). Moskva, Rusko: 2018. p. 233-237. ISBN: 978-1-5386-9360-5
- [6] KUSHKI, AZADEH, HEIDI SCHWELLNUS, FAIZAH ILYAS and TOM CHAU. Changes in kinetics and kinematics of handwriting during a prolonged writing task in children with and without dysgraphia. *Research in Developmental Disabilities* [online]. 2011, vol. 32, no. 3, pp. 1058-1064. Retrieved z: doi:10.1016/j.ridd.2011.01.026
- [7] VAN GEMMERT, AREND W. A., HANS-LEO TEULINGS. Advances in graphonomics: Studies on fine motor control, its development and disorders. *Human Movement Science* [online]. 2006, 25(4-5), 447-453 [cit. 2019-03-15]. DOI: 10.1016/j.humov.2006.07.002. ISSN 01679457. Dostupné z: https://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/S0167945706000595

COMPARISON OF HEART ACTIVITY SENSING DEVICES

Martina Babicová

Bachelor Degree Programme (3), FEEC BUT E-mail: xskrab09@vutbr.cz

Supervised by: Radovan Smíšek E-mail: smisek@feec.vutbr.cz

Abstract: The goal of this work is comparison of heart activity sensing devices. ECG record cannot be evaluated in the presence of large amounts of muscle noise. Removing this noise is one of the needs for devices success. The discrete wavelet transform is used to separate the useful and noise component. The result is an estimate of SNR for four devices: CorScience, Faros, BiosignalPlux, CardioSignal and a comparison between them. Quality measurement and evaluation indicates that Faros device is the most reliable.

Keywords: ECG signal, quality of ECG signal, noise, SNR, wavelet transform, wearable devices

1 ÚVOD

Elektrokardiografia ako hodnotná súčasť kardiologických vyšetrení je dnes rozšírená v mnohých medicínskych aplikáciách. S novým trendom všetko miniaturizovať a prenášať sa do popredia dostávajú nositeľ né zariadenia schopné zmerať elektrické potenciály srdca. Prinášajú možnosť dlhodobo získavať informáciu o aktivite srdca a tým prispieť ku kvalitnejšej diagnostike kardiovaskulárnych ochorení. Niektoré patologické stavy sa prejavia len pri záť aži srdca, niektoré aj v pokoji. Pacient je preto pozorovaný dlhší čas pri najrôznejších činnostiach a lekár má komplexnejšie dáta pre potvrdenie diagnózy. Pri každom snímaní signálu hrá veľkú rolu šum. U nositeľ ných zariadení sú hlavnou šumovou zložkou myopotenciály. Odhad množstva týchto myopotenciálov je jedným z dôležitých cieľ ov tejto práce.

2 DÁTA

V tejto práci boli využité umelé a reálne dáta predstavujúce signál EKG so šumovou zložkou. Pre odhad kvality boli vytvorené umelé signály s frekvenčnými vlastnosť ami EKG a EMG signálu. Softvér pre tvrobu EKG a EMG bol prevzatý z [1] [2] a funkčne doplnený o možnosť zadania požadovanej hodnoty SNR (Signal to Noise Ratio). Dĺžka umelého signálu bola 10 000 vzoriek a vzorkovacia frekvencia 250 Hz.

Nasnímanie vlastných signálov bolo prevedené zariadeniami: Faros (vzorkovacia frekvencia 1000 Hz), BiosignalPlux (vzorkovacia frekvencia 3000 Hz) a CorScience (vzorkovacia frekvencia 500 Hz). V ďalšom meraní boli vzájomne porovnané zariadenia Faros (vzorkovacia frekvencia 500 Hz) a CardioSignal (vzorkovacia frekvencia 500 Hz). Reálne signály boli namerané v pokojnom stave, zatínaní svalov (brucha a rúk) a pri záťaži drepmi. Rozdiel medzi prvým a druhým snímaním bol v dĺžke zarušeného signálu. U prvého merania bola polovica signálu pokrytá myopotenciálmi. Pri druhom meraní bola už len tretina signálu zarušená. Signály z jednotlivých meraní boli získané súčasne, aby boli objektívne porovnateľné. Všetky záznamy boli snímané pomocou elektród z hrudníku.

3 HODNOTENIE KVALITY EKG ZÁZNAMOV

Celkové hodnotenie kvality EKG signálu spočívalo vo viacerých krokoch: rozklad signálu pomocou vlnkovej transformácie, filtrácia prahovaním a výpočet parametru SNR. Pri reálnych signáloch bol

naviac využitý rozklad signálu algoritmom EMD (emprirický rozklad signálu) a nižšie frekvencie boli odčítané zo signálu. Práve údaj o tom, aké množstvo je v signále užitočnej zložky a šumu po filtrácii slúžilo pre odhad parametru SNR.

3.1 FILTRÁCIA S VYUŽITÍM VLNKOVEJ TRANSFORMÁCIE

Vygenerovaný umelý signál popísaný v kapitole dáta sa stal vstupom pre stacionárnu vlnkovú transformáciu. Ďalším vstupom tejto funkcie je stupeň dekompozície, ktorý určí počet frekvenčne rozložených pásiem a typ vlnky. Hodnotu stupňa dekompozície bolo potrebné meniť kvôli rozdielnej vzorkovacej frekvencii. Nutnosť ou bolo zachovať frekvenčné pásma, ktoré obsahujú predovšetkým užitočnú zložku signálu.

Po použití stacionárnej vlnkovej transformácie boli pásma v rozsahu frekvenčne od QRS komplexu do polovice vzorkovacej frevencie filtrované. Princíp filtrácie spočíval v prahovaní signálu. Signál bol prechádzaný plávajúcim oknom s krokom vzorkovacej frekvencie. V každom okne bola vypočítaná smerodajná odchýlka. Zo smerodajnej odchýlky prah, ktorý sa aplikoval na všetky vzorky v rámci okna. Pri hodnote vzorku vyššej ako prahová sa typom prahovania hodnota pozmenila, alebo v prípade, že bola nižšia sa nulovala. Všetky výpočty boli vytvorené zvlášť pre každé frekvenčné pásmo. Spolu bolo vyskúšaných 810 rôznych kombinácií parametrov pre vlnkovú transformáciu. 3 rôzne vlnky (bior1.1, bior1.3, bior1.5), 2 typy prahu (univerzálny, empirický s konštantou 3), 3 typy prahovania (tvrdé, mäkké, hybridné), počet vyfiltrovaných pásiem (1.pásmo (125 Hz – 62,5 Hz), 2.pásmo (62,5 Hz – 31,25 Hz), 3. pásmo (31,25 Hz – 15,625 Hz)) a 16 rôznych hodnôt SNR (od -20 dB do 30 dB). Vo výsledku bola najlepšou možnosť ou kombinácia: vlnka bior1.5, empirický prah, tvrdé prahovanie a filtrovanie všetkých 3 pásiem (frekvečne 125 Hz až 15,625 Hz), ď alšie 2 pásma (frekvečne 0 Hz až 15, 625 Hz) boli ponechané.

3.2 ODHAD KVALITY PARAMETROM SNR (SIGNAL TO NOISE RATIO)

Parametrom SNR bolo možné vyhodnotiť úspešnosť filtrácie ako pomer výkonu užitočného signálu a výkonu šumu.

$$SNR_{vystup} = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{\sum_{n=0}^{N-1} \left[s(n) - S \right]^2}{\sum_{n=0}^{N-1} \left[y(n) - s(n) \right]^2} \right) [dB],$$
(1)

kde s(n) je užitočná časť signálu, S je stredná hodnota signálu s(n), N je počet vzoriek signálu, y(n) je signál po filtrácii (výstup filtru). Rovnica bola prevzatá z [3].

Hodnota SNR bola počítaná v plávajúcom okne s krokom vzorkovacej frekvencie. Z týchto výsledných hodnôt bol vytvorený medián pre 1 celý signál, ktorý sa porovnával so vstupným zadaným SNR. Priemerný rozdiel vygenerovaného SNR a získaného SNR po filtrácii pre 16 rôzne zašumených variant signálu (16 možností hodnôt SNR) bola 0,23 dB. Dokonca v rozmedzí SNR od -10 dB do 20 dB bol rozdiel len 0,1 dB. Uvedené dáta sú v Tabuľ ke 1 vo výsledkoch. Z tohto dôvodu bola v ďalšej časti pre filtrovanie reálnych signálov využitá zmienená kombinácia.

Hodnotenie kvality reálnych signálov bolo prevedené rovnakým algoritmom ako u umelých signálov vysvetlenom v druhej kapitole. Pri reálnych signáloch sa objavili aj nízkofrekvenčné zložky šumu, ktoré boli pred vstupom do vlnkovej transformácie rozložené metódou EMD prevzatej z [4] na 10 pásiem a z nich najnižšie 2 odstránené.

4 VÝSLEDKY A DISKUSIA

Spôsob ohodnotenia kvality zariadení spočíval v číselnom porovnaní vývoja SNR počas rôzne zarušených častí signálu. Pri zámernom vytvorení myopotenciálov sa predpokladalo zníženie hodonoty SNR.
4.1 UMELÉ SIGNÁLY EKG

Na Obrázku 1 je ukážka umelo vytvoreného signálu aditívnym sčítaním EKG signálu a myopotenciálov v pomere určenom SNR. Hodnota SNR bola menená každých 8 sekúnd. Použité hodnoty SNR boli 30 dB, 20 dB, 10 dB, 0 dB a -10 dB. V prvej časti obrázku je porovnanie vstupného signálu (modrá krivka), signálu zbaveného šumu rozkladom pomocou algoritmu EMD a odstránením 2 frekvenčne najnižších pásiem, vlnkovou transformáciou a následným prahovaním (červená krivka). V druhej časti obrázku je zobrazený priebeh vygenerovaného SNR a SNR vypočítaného zo signálu po filtrácii. Úspešnosť odhadu SNR je vyjadrená aj číselne Tabuľkou 1, ktorá predstavuje porovnanie hodnôt SNR.



Obrázok 1: Umelo zarušený signál pred a po filtrácii s vývojom hodnoty SNR od 30 db do -10 db

SNR1 [dB]	-10	-5	0	5	10	20	30
SNR2 [dB]	-9,9242	-4,95	0,0341	5,0627	10,073	19,9342	28,3728

Tabul'ka 1: Porovnanie vygenerovaného SNR (SNR1) s vypočítaným SNR po filtrácii umelo zarušených signálov (SNR2)

4.2 **REÁLNE SIGNÁLY EKG**

S využitím vlnkovej transformácie boli vyfiltrované aj reálne signály zo 4 zariadení. Na prehľadovom obrázku 2 je vykreslený pôvodný signál zo zariadenia (modrá krivka). V spodnej časti je vývoj hodnoty SNR pre rôzne zariadenia, ktorý viditeľ ne kopíruje kvalitu signálu.

Číselným zhodnotením výsledkov je Tabuľka 2. Pri oddelení užitočnej zložky signálu algoritmom EMD a následným odstránením 2 najnižších pásiem, vlnkovou transformáciou a prahovaním vykazujú takmer všetky zariadenia maximálnu hodnotu SNR 31 dB až 33 dB. Zariadenie BiosignalPlux má hodnotu zníženú na približne 24 dB. Za použitia vyššie zmienených metód filtrovania predstavuje najmešiu schopnosť signál nasnímať kvalitne, čo dokazuje aj jeho priemerná hodnota SNR 15 dB. Ako najefektívnejšia varianta zisku užitočného signálu pripadá zariadenie Faros, pretože vo všetkých kritériách (maximálne SNR, priemerné SNR, minimálne SNR) je jeho odhad kvality parametrom SNR najvyšší. Zariadenie CardioSignal v tomto testovaní uspelo taktiež veľmi dobre a oproti Faros je jeho hodnota v kriteriách menšia o maximálne 3 dB. Z Tabuľky 2 je viditeľné, že v druhom meraní (Faros2, CardioSignal) sú hodnoty SNR vyššie. Dôvodom je, že v prvom meraní je dlhší zarušený úsek voči signálu bez myopotenciálov, čo v hodnotení signálu ako jedného celku hodnotu SNR zni-

Zariadenie	Minimálne SNR [dB]	Maximálne SNR [dB]	Priemerné SNR [dB]
CorScience	3,6199	32,0639	17,7816
Faros	3,6608	33,2164	16,9813
BiosignalPlux	8,9122	24,1303	15,6926
CardioSignal	10,7185	31,0978	25,8209
Faros 2	13,5061	33,3828	25,8278

žuje. Avšak hodnota SNR pri zariadení Faros z prvého merania vypovedá o jeho kvalitnom snmaní aj počas dlhšie navodeného rušenia.

Tabul'ka 2: Porovnanie minimálnych, maximánych a priemerných hodnôt SNR z jednotlivých zariadení (1.meranie zahrňuje CorScience, Faros, BiosignalPlux a 2.meranie oddelné čiarou CardioSignal, Faros2)



Obrázok 2: Reálne signály z jednotlivých zariadení. 1.meranie zobrazuje časť signálu z prístrojov: a) CorScience, b) Faros, c) BiosignalPlux a ich vývoj hodnoty SNR (CorScience - modrá farba, Faros - červená farba, BiosignalPlux - zelená farba). 2. meranie zobrazuje časť signálu z prístrojov: a) CardioSignal, b) Faros 2 a ich vývoj hodnoty SNR (CardioSignal - červená, Faros 2 - modrá farba)

5 ZÁVER

V práci bola potvrdená účinnosť vlnkovej transformácie a následného prahovania pre odhad šumovej zložky zo svalov v EKG signále. Robustnosť filtrácie dokazuje využitie algoritmu pre reálne zarušené signály z viacerých nositeľ ných zariadení. Vývoj hodnoty SNR v čase kopíruje kvalitu signálu u jednotlivých zariadení. Pri porovnaní zariadení je podľa výsledkov najspoľ ahlivejším prístrojom Faros. BiosignalPlux vykazuje vhľ adom na dosiahnuté hodnoty SNR najmenšiu kvalitu snímania.

LITERATÚRA

- [1] SMITAL, L. a J. KOZUMPLÍK. Softtware pro generování myopotenciálů. Česká republika, 2010.
- [2] SMITAL, L. a M. VÍTEK. ECG Maker. Česká republika, 2010.
- [3] SMITAL, Lukáš. *Vlnková filtrace elektrokardiogramů*. Brno, 2013. Dizertační práce. Vysoké učení technické v Brně. Vedoucí dizertační práce doc. Ing. Jiří Kozumplík, CSc.
- [4] WANG, Yung-Hung, Chien-Hung YEH, Hsu-Wen Vincent YOUNG, Kun HU a Men-Tzung LO. On the computational complexity of the empirical mode decomposition algorithm. Physica A: *Statistical Mechanics and its Applications* [online]. 2014, 400, s. 159–167 [cit. 2019-03-29]. ISSN 0378-4371. DOI: 10.1016/j.physa.2014.01.020. Dostupné z: https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0378437114000247

ECG SIGNAL QUALITY ANNOTATION

Vojtěch Waloszek

Bachelor Degree Programme (3), FEEC BUT

E-mail: xwalos01@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Martin Vítek

E-mail: vitek@feec.vutbr.cz

Abstract: This paper presents eight methods for extracting signal quality features and threshold based algorithm that evaluates the ECG signal quality. Each signal sample is classified into one of the three defined ECG signal quality classes.

Keywords: ECG, quality annotation, quality features, feature extraction, thresholding.

1 ÚVOD

Automatické zpracování elektrokardiografických (EKG) záznamů je běžně užíváno nejen v klinické praxi. Správnost tohoto zpracování se však výrazně snižuje s přítomností různých druhů rušení pocházejícího z těla pacienta nebo z jeho okolí. K provedení spolehlivé automatické analýzy je proto nutné zajistit, aby pro analýzu nebyly používány signály s velkou úrovní rušení. Jednou z možností je filtrace signálu, která rušení odstraní nebo alespoň potlačí. Tímto způsobem ovšem zároveň dojde k deformaci a tím poškození celého signálu. Druhou možností, které se věnuje tento článek, je anotace kvality EKG. Ta na základě extrakce příznaků a rozhodovacích pravidel určí, zda lze signál následně pro automatickou analýzu použít či nikoli. V rámci této práce byla realizována metoda anotace kvality signálu EKG v reálném čase, která využívá pěti příznaků získaných výpočtem ze signálu a šestý příznak vypočtený z akcelerometrických dat.

2 EXTRAKCE PŘÍZNAKŮ

Anotace kvality EKG je prováděna na základě kvalitativních příznaků, které je nutné ze signálu extrahovat. Inspirací byly zejména články I. Jekova a kol. [1], a B. Moody a kol. [2]. Využity byly také data z akcelerometru, která byla snímána zároveň s EKG záznamem. V této kapitole jsou představeny jednotlivé příznaky a to, jak příznaky reagují na rušení, jejichž přítomnost mají odhalit. Všechny příznaky jsou získávány v reálném čase. Příznaky byly testovány na datech získaných měřením pomocí zařízení eMotion Faros 180°, které kromě EKG zaznamenávalo také zrychlení.

Realizované metody pro získávání příznaků jsou výpočetně nenáročné. Kombinací několika jednoduchých pravidel je možné správně detekovat většinu nekvalitních signálů [3]. Pro využití v nositelných zařízeních, na která tato práce cílí, je výpočetní náročnost spojená se spotřebou baterie. Použití výpočetně příliš náročných algoritmů vede ke zvýšení spotřeby energie. Záměrně nebyly využity příznaky, k jejichž extrakci je nutné použít detektor QRS komplexů nebo R-kmitů Navrhnout spolehlivý detektor R-kmitů není snadné a příznaky by byly spolehlivé jen do té míry, do jaké je spolehlivý detektor.

2.1 DETEKCE KONSTANTNÍCH ÚSEKŮ

Plovoucím oknem délky 1 s jsou vyhledávány úseky s nulovou první diferencí. Pokud je tento příznak pozitivní, pak signál obsahuje konstantní úsek delší než 1 s. Tento příznak by měl reagovat na situaci, kdy není připojená elektroda. Při testování signálu, kdy nebyla připojena elektroda, vyšlo najevo, že signál není nulový ani konstantní, ale obsahuje vysokofrekvenční rušení malého rozsahu. Tento příznak nelze použít, neboť reaguje pouze na situaci, kdy je signál saturován a je tedy konstantní.

2.2 ANALÝZA ROZSAHU

V plovoucím okně délky 1 s se určuje maximální výchylka, která se považuje za rozsah v daném okně. Je-li hodnota rozsahu nižší než 0,4 mV, může se jednat o nepřipojenou elektrodu nebo špatný kontakt elektrody s kůží. Naopak rozsah vyšší než 12 mV je příliš velký, může být způsoben velkým driftem nebo vysokými špičkovými impulzy. Tato pravidla vymezují rozsah signálu, který ještě považujeme za dobrý. Rozsah běžného EKG signálu je do 5 mV. Při testování příznaku vyšlo najevo, že odhalí úsek s nepřipojenou elektrodou a také velké výkyvy signálu.

2.3 NÍZKOFREKVENČNÍ RUŠENÍ

Pro získání úrovně nízkofrekvenčního rušení (drift) je použit Butterworthův filtr šestého řádu – dolní propust s mezní frekvencí 1 Hz. Filtrace probíhá v plovoucím okně délky 5 s, sousední okna se jednu sekundu překrývají. Bez překryvu docházelo na začátku každého okna k poklesu úrovně nízkofrekvenčního signálu a signály sousedních oken na sebe plynule nenavazovaly.

Příznak reaguje na pomalé změny v signálu. Reakce je mírně zpožděná. Pro anotaci kvality EKG využijeme rozsah tohoto signálu v plovoucím okně.

2.4 ODHAD SNR PRO VYSOKOFREKVENČNÍ SLOŽKY EKG

Tento příznak by měl nalézt úseky EKG s vysokou úrovní šumu na vyšších frekvencích (od 20 Hz), jako elektromyografické rušení, případně síťové rušení. Jde o odhad SNR tohoto signálu. Předzpracování probíhá Butterworthovu horní propustí šestého řádu s mezní frekvencí 20 Hz. Okno délky 3 s je rozděleno na 15 úseků dlouhých 200 ms. V každém úseku se počítá RMS. Následně se vybere úsek s nejvyšším RMS, který reprezentuje vysokofrekvenční obsah komplexu QRS, a úsek s nejnižším RMS, který reprezentuje vysokofrekvenční obsah úseku signálu mezi vlnami T a P. SNR je v daném okně dáno podílem maximálního a minimálního RMS. Okno se posunuje vždy o délku jednoho úseku a tím vznikne křivka odhadu SNR. Při testování příznak reagoval na zhoršení kvality signálu dobře, ovšem s mírným zpožděním.

2.5 VÝPOČET ROZPTYLU V KRÁTKÉM OKNĚ

Pro sledování rychlých změn v signálu je počítán rozptyl ve velmi krátkém okně délky 64 ms. Okno se posunuje po 32 ms. V každém okně se vypočte rozptyl hodnot napětí. Tento příznak by měl reagovat na rychlé změny v signálu. Při testování však vyšlo najevo, že rozptyl vysokofrekvenčního rušení je malý v porovnání s rozptylem většiny komplexů QRS. U jednotlivých komplexů QRS jsou také velké rozdíly rozptylu a rozptyl vln T je na podobné úrovni jako rozptyl v zašuměném signálu. Tento příznak se k hodnocení kvality nebude dále využívat.

2.6 SÍŤOVÉ RUŠENÍ

Síťové rušení má v Evropě frekvenci v úzkém pásmu kolem 50 Hz. Pro předzpracování signálu je použita pásmová propust s mezní frekvencí 48 a 52 Hz. Jedná se o Butterworthův filtr 6. řádu okně délky 5 sekund s překryvem 1 s. V těchto oknech se v úsecích dlouhých 200 ms počítá RMS₅₀ filtrovaného signálu. RMS₅₀ představuje míru energie signálu v úzkém pásmu 48 až 52 Hz. Příznak byl otestován na uměle zašuměném signálu a síťové rušení odhalil spolehlivě.

2.7 ŠPIČKOVÉ ARTEFAKTY

Výskyt špičkových artefaktů odhaluje pravidlo maximální rychlosti stoupání/klesání napětí. Nejvyšší naměřená rychlost změny napětí v EKG je 400 μ V/ms (u fetálního EKG) [1]. Je počítána první diference signálu, která představuje rychlost změny napětí mezi sousedními vzorky. Špičkový artefakt je detekován, pokud první diference překročí práh odpovídající 500 μ V/ms. Na obrázku 1 vidíme tři detekované vzorky s nadprahovou diferencí označující výskyt špičkových artefaktů.

2.8 DATA Z AKCELEROMETRU

Informace o zrychlení získané pomocí zařízení eMotion Faros 180° by měly korelovat s pohyby pacienta, tedy s nízkofrekvenčním pohybovým rušením a elektromyografickým rušením. Akcelerometry na zařízení Faros měří zrychlení ve třech osách. Při snímání EKG je zařízení upevněno u pravé klíční kosti. Zrychlení v ose *x* je pozitivní při zrychlení směrem dolů, v ose *y* směrem doprava, v ose *z* směrem dopředu.

Signály ze tří os akcelerometru jsou spojeny do jediného, který vyjadřuje prostorové zrychlení (odmocnina ze sumy kvadrátů jednotlivých os). Tento je pak filtrován pásmovou propustí o mezních frekvencích 0,5 Hz a 20 Hz. Následně se vypočítá obálka signálu, která je pak použita jako příznak kvality. Na obrázku 1 je znázorněna reakce tohoto příznaku na zhoršení kvality signálu a práh, po jehož překročení je signál zařazen do 2. třídy kvality.



Obrázek 1: Reakce příznaku vypočteného z akcelerometrických dat na zhoršení kvality signálu spolu s vyobrazením detekovaných špiček.

3 ANOTACE KVALITY

Kvalita signálu EKG je dělena do tří tříd. První třída obsahuje signály, které jsou vhodné pro kompletní rozměření signálu. Signály ve druhé třídě nelze spolehlivě rozměřit, ale stále lze spolehlivě detekovat komplexy QRS. Třetí třída obsahuje signály, kde nelze spolehlivě detekovat ani komplexy QRS. V této kapitole je popsán algoritmus, který byl použit pro vyhodnocení všech kvalitativních příznaků současně. Výsledky algoritmu byly porovnány s anotacemi třech lidských expertů.

3.1 ALGORITMUS

Pro anotaci kvality na základě získaných příznaků bylo využito algoritmu prahování. V plovoucím okně délky 1 s algoritmus porovnává, zda některý z příznaků nepřekročil jeden z prahů. Pro každý příznak jsou určeny dva prahy, jejichž překročení zařadí signál do druhé nebo třetí třídy kvality. Pokud není ani jeden z prahů překročen, je signál zařazen do třídy 1. Prahy byly nastaveny nejprve heuristicky, a následně byl na signálu délky 5000 s analyzován vliv změn hodnot jednotlivých prahů na výsledky anotace. Finální prahové hodnoty byly nastaveny podle nejlepších dosažených výsledků následovně: pro drift 300 mV a 10000 mV, pro brum 100 mV a 1000 mV, pro zrychlení 10000 mg² a 310000 mg², pro SNR 2 a 11. V případě přítomnosti špiček je prahován počet detekovaných špiček v okně, prahy jsou 2 a 11 špiček. Prahy pro rozsah zařazují signál jen do 1. nebo 3. třídy, pro 1. třídu musí být rozsah v rozmezí 0,4 - 12 mV. Pokud kterýkoli příznak překročí práh alespoň v jednom vzorku do 3. třídy kvality, je výsledek anotace okna 3. třída, totéž platí i pro 2. třídu. Je-li celé okno pod prahy, pak je okno ve třídě 1. Na obrázku 2 je znázorněno blokové schéma znázorňující princip extrakce jednotlivých příznaků (zeleně), fungování rozhodovacích pravidel (modře) a výslednou anotaci pro daný úsek signálu (oranžově).



Obrázek 2: Schéma představené metody anotace kvality EKG.

3.2 **TESTOVÁNÍ ALGORITMU**

Úspěšnost anotace výše popsanou metodou byla testována na jiném signálu délky 5000 s. Anotace získané algoritmem byly porovnány s anotacemi lidských expertů. Signál délky 5000 s obsahuje pět milionů vzorků, z nichž 2 094 711 vzorků bylo zařazeno do třídy 1 algoritmem i lidmi, 1 936 004 vzorků bylo shodně zařazeno do třídy 2 a 61 995 vzorků do třídy 3. Anotace vypočtená tímto algoritmem se shoduje s anotací lidskými experty v 81,94 % vzorků testovaného signálu. Míra shody se vypočítá jako podíl počtu vzorků zařazených oběma způsoby anotace do stejných tříd a počtu všech vzorků, tedy (2 094 711 + 1 936 004 + 61 995) / 4 995 001.

4 ZÁVĚR

V rámci této práce bylo realizováno osm metod pro získání příznaků kvality ze signálu EKG. Šest z těchto příznaků vylo následně využito v rozhodovacích pravidlech zařazujících úseky signálu EKG do jednotlivých tříd kvality. Tento rozhodovací algoritmus dosáhl významné shody s anotacemi provedenými lidskými experty.

- [1] JEKOVA, Irena, Ivaylo CHRISTOV, Roger KRASTEVA a Vessela KRASTEVA. Threshold-based system for noise detection in multilead ECG recordings. *Physiological Measurement*. 2012, 33(9), 1463–1477. DOI: 10.1088/0967-3334/33/9/1463.
- [2] MOODY, Benjamin E. Rule-based methods for ECG quality control. Computing in Cardiology [online]. 2011, 38, 361-363 [cit. 2018-12-24]. Dostupné z: http://ieeexplore.ieee.org.ezproxy.lib.vutbr.cz/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=6164577&is number=6164486
- [3] SATIJA, Udit, Barathram RAMKUMAR a M. MANIKANDAN. A Review of Signal Processing Techniques for Electrocardiogram Signal Quality Assessment. *IEEE Reviews in Biomedical Engineering*. 2018, 11, 36-52. DOI: 10.1109/RBME.2018.2810957.

PSEUDO-DIFFERENTIAL FREQUENCY FILTER USING CONVEYORS

Martin Milota

Bachelor Degree Programme (3rd year), FEEC BUT E-mail: xmilot03@stud.feec.vutbr.cz

> Supervised by: Ondřej Sládok E-mail: xslado00@stud.feec.vutbr.cz

Abstract: The author of this article deals with the design and analysis of a pseudo-differential filter. This designed filter works in voltage mode and is a second-order low pass filter. The filter uses three current conveyors and four passive elements. The proposed circuit reaches the theoretical values in simulations. The simulation results are displayed by modular and phase characteristics.

Keywords: conveyors, voltage mode, pseudo-differential filter, frequency filter, second order, low-pass, modular characteristic, phase characteristic

1 ÚVOD

Kmitočtové filtre sú v súčasnosti neoddeliteľ nou súčasť ou väčšiny elektronických zariadení. Aj keď sa v dnešnej dobe vo veľ kom rozvíja digitálna technika, stále musíme spracovávať analógové signály, a preto sa tento článok zaoberá návrhom pseudo-diferenčného kmitočtového filtra pracujúceho v napäť ovom režime. Hlavná myšlienka pseudo-diferenčných filtrov je spojenie kladných vlastností nediferenčných kmitočtových filtrov a plne diferenčných kmitočtových filtrov.

2 PSEUDO-DIFERENČNÉ ZAPOJENIE FILTRA

Pseudo-diferenčné zapojenia sú kombináciou diferenčných a nediferenčných filtrov. Tieto zapojenia majú dva diferenčné vstupy a dva diferenčné výstupy, ale vnútorná štruktúra na rozdiel od diferenčných zapojení zostáva nediferenčná. Takéto zapojenia teda neobsahujú toľko prvkov ako diferenčné a sú menej zložité ako diferenčné zapojenia, no stále majú požadované vlastnosti. V praxi sa preto často používajú v kombinácii s úplne diferenčnými filtrami. Návrhom týchto filtrov sa teda snažím o zlúčenie kladných vlastností, ktoré ponúkajú diferenčné a nediferenčné zapojenia.

Pri práci s diferenčnými filtrami pracujúcimi v napäť ovom režime platia nasledujúce vzť ahy[1],[2]:

$$U_{1d} = u_{1+} - u_{1-}, U_{2d} = u_{2+} - u_{2-}, K_{U} = \frac{U_{1d}}{U_{2d}} = \frac{u_{2+} - u_{2-}}{u_{1+} - u_{1-}}$$
(1)

 U_{1d} označuje diferenčné vstupné napätie a u_{1+}, u_{1-} sú vstupné svorky. U_{2d} označuje diferenčné výstupné napätie a u_{2+}, u_{2-} sú výstupné svorky.

Z tohto matematického popisu vyplíva, že k analýze takýchto štruktúr nám stačia len vstupné a výstupné signály a obvod medzi tým nemusíme vôbec brať do úvahy. Tým pádom môže byť na vstupe a na výstupe diferenčné napätie, teda dve rozdielové svorky na vstupe aj na výstupe, a zvyšok obvodu môže byť nediferenčný, čo je definícia práve pseudo-diferenčného filtra.

3 POUŽITÉ AKTÍVNE PRVKY (KONVEJORY)

Prúdový konvejor druhej generácie (CCII), ktorého schématická značka je na obr. 1a) môžeme popísať nasledujúcimi rovnicami:

$$U_x = U_y, I_y = 0, I_{z+} = I_x, I_{z-} = -I_x.$$
(2)



Obrázek 1: a)schématická značka CCII b)schématická značka DDCC

Jedná sa o konvejor so štyrmi bránami, z čoho jeden je vysoko impedačný napäť ové vstup Y, jeden nízko impedačný prúdový vstup X a dva vysoko impedačné prúdové výstupy Z+ a Z-.[4]

Diferenčný rozdielový prúdový konvejor (DDCC), ktorého schématická značka je na obr. 1b) môžeme popísať nasledujúcimi rovnicami:

$$U_x = U_{y1+} - U_{y2-} + U_{y3+}, I_{y1+} = I_{y2-} = I_{y3+} = 0, I_{z1+} = I_x, I_{z1-} = -I_x.$$
(3)

Jedná sa o konvejor so šiestimi bránami, z čoho tri sú vysoko impedačné napäť ové vstupy $Y_{1+}, Y_{2-}aY_{3+}$, jeden nízko impedačný prúdový vstup X a dva vysoko impedačné prúdové výstupy $Z_{1+}aZ_{1-}$.[3]

4 PSEUDO-DIFERENČNÝ FILTER TYPU DOLNÁ PRIEPUSŤ

Návrh pseudo-diferenčného filtra v napäťovom režime druhého rádu sa nachádza na obr. 2. V tomto zapojení sú využité dva diferenčne rozdielové prúdové konvejory DDCC a jeden prúdový konvejor druhej generácie CCII, kde je k DDCC 1 privedené vstupné napätie. Okrem toho štruktúra obsahuje ešte 4 pasívne prvky, a to konkrétne dva rezistory R_1 , R_2 a dva kapacitory C_1 , C_2 .



Obrázek 2: Navrhnutý pseudo-diferenčný filter dolnej priepusti pracujúci v napäť ovom režime druhého rádu

Ak zohľ adníme ideálne vlastnosti aktívnych prvkov, potom pre filtračné funkcie druhého rádu dolnej priepusti bude diferenčné výstupné napätie dané nasledujúcou rovnicou:

$$U_{2d} = \frac{1}{p^2(C_1 C_2 R_2 R_1) + p(C_1 R_2) + 1}$$
(4)

Činiteľ akosti Q a uhlový charakteristický kmitočet ω_0 môžeme vyjadriť pomocou vzťahov

$$Q = \sqrt{\frac{C_2 R_1}{C_1 R_2}}, \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{C_1 C_2 R_2 R_1}}.$$
(5)

Pre počítačovú simuláciu bol zvolený hraničný kmitočet $f_0 = 50$ kHz, činiteľ akosti Q = 0,707 (Butterworthová aproximácia) a hodnoty kondenzátorov boli zvolené $C_1 = C_2 = 1$ nF. Rezistory boli dopočítané ako $R_1 = 2250 \Omega$, $R_2 = 4502 \Omega$.

Simulácie prebehli v programe OrCAD, a to pri použití univerzálneho prúdového konvejoru prvej a tretej generácie (UCC-1L, UCC-3L)[5]. Výsledky týchto simulácií môžeme vidieť na obr. 3 a obr. 4.



Obrázek 3: Modulová charakteristika dolnej priepusti 2. rádu

Z grafu modulovej charakteristiky je zrejmé, že sa simulovaný priebeh dolnej priepusti 2. rádu veľ mi blíži teoretickému priebehu. Simulácia dosahuje útlm približne 30dB a môžeme konštatovať, že sklon v nepriepustnom pásme je veľ mi blízky ideálnemu sklonu, ktorý je -40dB/dek.

Z grafu fázovej charakteristiky 2. rádu môžeme vidieť, že sa simulácia blíži k ideálnemu priebehu s menšou odchýlkou, kedy filter vykazuje horšie vlastnosti od 100 kHz.



Obrázek 4: Fázová charakteristika dolnej priepusti 2. rádu

5 ZÁVER

Tento článok bol zameraný na návrh a analýzu pseudo-diferenčného kmitočtového filtra pracujúceho v napäť ovom režime druhého rádu. Navrhnutý filter sa pri simuláciach blíži k teoretickému priebehu s malými odchýlkami spôsobenými parazitnými vlastnosť ami aktívnych prvkov, a preto sme po tejto analýze dospeli k záveru, že je vhodné použiť pseudo-diferenčné filtre ako funkčné bloky na spracovanie analógového signálu.

- Jeřábek, J. *Kmitočtové filtry s proudovými aktivními prvky*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2007. 70 s. Vedoucí doktorské práce prof. Ing. Kamil Vrba, CSc.
- [2] Horng, J. V., Wu, C. M, Herencsar, N., *Fully differential first-order allpass filters using a DDCC*, Indian J. Engineering and MaterialsSciences21 (2014), 345-350.
- [3] Sládok, O., Diferenční struktury lineárních obvodů s DDCC a DVCC. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2014. 65 s. Vedoucí bakalářské práce doc. Ing. Jaroslav Koton,Ph.D
- [4] Sedra, A., Smith, K. C. A second-generation current conveyor and its applications ,IEEE Transactions on Circuit Theory, 1970, vol. 17, no. 1, pp. 132–134.
- [5] Datasheet UCC-N1B Universal Current Conveyor (UCC) and Second-Generation Current Conveyor (CCII+/-), Brno University of Technolohy, On Semiconductor Ltd., Rev. 1, 2012

Bakalářské projekty

Komunikační technologie a informační bezpečnost, Elektronika a komunikace

GRAPHICAL USER INTERFACE FOR NETWORK AS-SESSMENT TOOL

Karolína Šrůtková

Bachelor Degree Programme (3), FEEC BUT E-mail: xsrutk02@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Zdeněk Martinásek

E-mail: martinasek@feec.vutbr.cz

Abstract: Network Assessment Tool is application for measuring network parameters and then evaluate them in order to reach successful using of Skype for Business. The main disadvantage of the tool is a fact that the users have to utilize command line in order to execute the application. The main contribution of this paper is a design and implementation of a Graphical User Interface that eliminates these disadvantages.

Keywords: Network Assessment Tool, Graphical User Interface

1 ÚVOD

Uživatelé, kteří komunikují přes Skype For Business (SFB) mohou mít při hovoru značné výpadky, a dokonce v některých případech nemusí k samotnému hovoru vůbec dojít. Aby bylo možné zaznamenat a vyhodnotit parametry sítě související s aplikací SFB, kterými uživatelé disponují, společnost Microsoft vyvinula samostatně stažitelný nástroj s názvem Network Assessment Tool (NAT). Nevětší nevýhodou nástroje NAT je nutnost spouštění aplikace pouze z příkazové řádky, což představuje problém pro většinu běžných uživatelů. Provozovatel SFB tak musí jednotlivým uživatelům poskytnout dodatečné informace, aby mohli příkazový řádek spustit, vložit správné parametry pro měření a následně předat výsledky k vyhodnocení. Hlavním přínosem článku je návrh a implementace grafického uživatelského rozhraní k nástroji NAT, který eliminuje výše zmíněné nedostatky. Uživatelské rozhraní poskytne koncovým uživatelům intuitivní ovládání obsahující nastavení testu, vypsání dosažených výsledků a odeslání dat poskytovateli k vyhodnocení.

2 NETWORK ASSESSMENT TOOL

Nástroj poskytuje jednoduchý test sítě, na jehož konci jsou zobrazeny výsledky testování. Nástroj testuje připojení k síti Microsoft pomocí zasílání určitého množství paketů tam i zpět k nejbližšímu Microsoft Edge serveru. Měření probíhá v několika iteracích, z nichž každá trvá 17 sekund. Iterace neprobíhají zároveň, ale vždy jedna po druhé [1]. Nástroj Network Assessment Tool umožňuje dva typy testování. Prvním je testování výkonnosti sítě, druhým je test síťového připojení. Pro testování výkonnosti sítě je zapotřebí nastavit počet iterací. Je doporučeno provádět měření každých 10 minut v rámci několika hodin. Při testování výkonnosti se posílají audio pakety k nejbližšímu Microsoft Edge tam i zpět po dobu 17 sekund pro každou iteraci. Nástroj se snaží během 17 sekund zatížit Microsoft Edge co nejvíce. Data jsou sbírána pro zjištění ztrátovosti, jitteru, RTT (Round-Trip Time) zpoždění a procentuální záměny pořadí pro každý hovor. Maximální hodnoty těchto parametrů, které nesmí být při měření přesaženy jsou zachyceny v tabulce 1 [1].

Druhým typem testování je test síťového připojení, který ověřuje síťové spojení mezi uživatelem a sítí Microsoft. Zjišťuje, zda jsou síťové prvky nakonfigurovány tak, aby byla umožněna komunikace s IP adresami a porty potřebných pro hovory SFB. Pro správné spojení musí být dostupné IP adresy 13.107.64.0/18 a 52.112.0.0/14. Tyto adresy reprezentují SFB Online servery, které jsou nejvíce citlivé na výkon, zpoždění a dostupnost, a jsou k dispozici v data centrech Microsoftu. Test využívá transportních protokolů TCP a UDP [1, 2, 3].

Parametr	Požadovaný výsledek pro při- pojení SFB klienta	Požadovaný výsledek pro při- pojení z firemní sítě
Zpoždění (RTT)	< 100 ms	< 60 ms
Ztrátovost	< 1 % během 15 s intervalu	< 0,1 % během 0,1 s intervalu
Jitter	< 30 ms během 15 s intervalu	< 15 ms během 15 s intervalu
Záměna pořadí	< 0,05 % nefungujících paketů	< 0,01 % nefungujících paketů

 Tabulka 1:
 Požadované výsledky pro připojení SFB klienta a firemní sítě k Microsoft Edge

Základní ovládání nástroje Network Assessment Tool z příkazového řádku je následující [4]:

- 1. NetworkAssessmentTool.exe
- 2. ResultsAnalyzer.exe "C:\Users\Jmeno_uzivatele\AppData\Local\Microsoft Skype for Business Network Assessment Tool\performance_results.tsv"
- 3. NetworkAssessmentTool.exe /connectivitycheck

Výpis 1: Důležité výpisy pro spuštění a získání výsledků

První výpis slouží ke spuštění hlavního souboru. Po zadání druhého příkazu získáme výsledky výkonnosti sítě a spuštěním třetího příkazu dostaneme výsledky síťového připojení.

3 VLASTNÍ NÁVRH APLIKACE

Hlavním přínosem je návrh a implementace grafického uživatelského prostředí k programu NAT. Vlastní návrh je zobrazen na obrázku 1. Návrh grafického uživatelského rozhraní je rozdělen do bloků, podle kterých bude probíhat následná implementace.

Blok 1 tvoří komponenty, které vyžadují vstupní informace od uživatele. Aby aplikace fungovala správně, uživatel musí zadat cestu ke složce, ve které se nachází nástroj Network Assessment Tool. Dále se zde nachází textová pole pro uložení výsledků měření. Následně si uživatel vybere počet iterací. Tlačítko "Spustit test" spustí test měření. Popisek vedle tlačítka pro spuštění udává momentální stav testování.

Blok 2 se skládá ze čtyř grafů. Každý graf reprezentuje jeden měřený parametr. V grafu jsou zaneseny vždy tři typy křivek. První křivka s názvem "Moje naměřené hodnoty" reprezentuje hodnoty, které byly naměřeny u uživatele nástrojem Network Assessment Tool. Druhá křivka nazvaná "Limit pro SFB klienta" zobrazuje hodnoty, které nesmí být překročeny, pokud je spojení prováděno ze zařízení klienta do Microsoft Edge. Třetí křivka "Limit pro firemní sít" ukazuje hodnoty, které opět nesmí být překročeny, pokud spojení probíhá z firemní sítě směrem k Microsoft Edge. Druhá a třetí křivka tak zobrazují maximální limity, jejichž hodnoty jsou vypsány v tabulce 1.

Blok 3 znázorňuje výsledky měření výkonnosti sítě. Uživateli se zobrazí testované parametry a jejich naměřené hodnoty včetně končených výsledků. Pokud hodnoty spadají do intervalu pro úspěšné připojení, u daného parametru se pro konkrétní připojení zobrazí zeleně zbarvené slovo "Úspěšné". Naopak při překročení limitu se zde zobrazí červeně zbarvené slovo "Neúspěšné". Tento blok poskytuje přehledné výsledky testu, které byly uživatelem požadovány.

Blok 4 ukazuje výsledky měření síťového připojení. Pokud byly naměřené výsledky v souladu s požadovanými hodnotami, v aplikaci se zobrazí zeleně zbarvené slovo "Úspěšné". Při selhání naměřených výsledků se zobrazí červeně zbarvené slovo "Neúspěšné". Dále se zde nachází tlačítko s názvem "Více informací". Po kliknutí na toto tlačítko se uživateli zobrazí soubor s rozšiřujícími informacemi ohledně jednotlivých spojení.

Blok 5 vytváří menu, ve kterém se uživatel může dále pohybovat po rozkliknutí příslušných položek. Položka s názvem "Aplikace" nabízí ukončení aplikace a položka "Pomoc" obsahuje manuál pro lepší práci s aplikací.



Obrázek 1: Vlastní návrh grafického uživatelského rozhraní aplikace.

4 ČÁSTEČNÁ IMPLEMENTACE GRAFICKÉHO PROSTŘEDÍ

Pro částečnou implementaci byl vybrán blok 1. Jedná se o blok, který vytváří základní stavební jednotku pro celou aplikaci. Blok 1 musí umět přistupovat do zvolených složek, kde jsou přepisovány soubory nebo vytvářeny nové. Výsledná implementace bloku 1 po provedení jedné iterace je zobrazena na obrázku 2.

K fungování celé aplikace je důležité přistoupit do složky, ve které se nachází nástroj Network Assessment Tool, včetně spustitelného souboru a konfiguračního souboru. K tomu slouží textové pole s názvem "Cesta k nástroji Network Assessment Tool", do kterého uživatel zapíše absolutní cestu ke složce nebo pomocí tlačítka "Vybrat" vybere přes otevřené dialogové okno požadovanou složku. Ve druhém případě se po vybrání složky zapíše absolutní cesta do textového pole automaticky.

Následně jsou předvyplněny textová pole s názvy "Uložení výsledků výkonu sítě" a "Uložení výsledků síťového připojení". V prvním případě je doplněna absolutní cesta k souboru, do kterého se mají ukládat výsledky výkonnosti sítě. V druhém případě je také vypsána absolutní cesta k souboru, do kterého se ale mají uložit výsledky síťového připojení. Dále je také vybrán počet iterací. Předvyplnění je způsobeno přečtením konfiguračního souboru, ze kterého se vyberou požadované parametry a jejich hodnoty. Uživatel tak nemusí pokaždé ručně vyplňovat tyto údaje. Pokud ale bude chtít předvyplněný parametr změnit, klikne na odpovídající tlačítko "Vybrat" anebo rozklikne rozbalovací nabídku "Počet iterací" a vybere požadovaný počet. Před zahájením testu je zde také popisek, který říká, že test nebyl spuštěn.

Cesta k nástroji Network Assessment Tool	Skype for Business - Network Assessment Tool
C:\Program Files (x86)\Microsoft Sky Vybrat	
Uložení výsledků síťového připojení	Initializing audio call.
C:\Users\Kája\Desktop\SFB\connect Vybrat	*****
Uložení výsledků výkonu sítě	Starting new call Iteration 1 / 1
C:\Users\Kája\Desktop\SFB\results.t Vybrat 1 Spustit test Test byl úspěšně dokončen.	Audio call started. Waiting for call to end Call should end shortly after configured duration of 17 s. Call completed. Packet loss rate: 0,00353356890459364 RTT latency: 23,5 ms Packets sent: 849 Packets sent: 849 Packets received: 846 Average jitter: 8,243903 ms Packet reorder ratio: 0 ******************* Result has been written to: C:\Users\K ja\Desktop\SFB\results.tsv

Obrázek 2: Částečná implementace grafického prostředí.

Jakmile jsou všechny komponenty správně vyplněny, může být spuštěn samotný test. Tlačítko "Spustit test" zahájí test. Toto tlačítko je ze všech největší, a proto uživatel bude ihned vědět, kde má test spustit. Po skončení testu se popisek změní na "Test byl úspěšně dokončen." a v textovém poli se objeví výpis z příkazového řádku. Zde jsou zobrazeny výsledky měření pro jednotlivé iterace. Textové pole je zde zvoleno z toho důvodu, že je potřeba vidět výsledky testu. Ve výsledné aplikaci bude toto textové pole nahrazeno blokem 3. Na konci testu si tak uživatel může prohlédnout výsledky měření pro jednotlivé iterace a také otevřít soubor, do kterého se ukládají výsledky výkonnosti sítě a prozkoumat tak hodnoty jednotlivých parametrů pro danou iteraci. Uživatel může test měření provést několikrát za sebou, aniž by musel aplikaci vypnout a opět zapnout.

5 ZÁVĚR

Výsledné grafické uživatelské rozhraní usnadní práci s nástrojem Network Assessment Tool, která je v současné době možná jen pomocí příkazového řádku. Uživatel si pohodlně může zadat své parametry testování, aniž by musel cokoliv měnit přímo v konfiguračním souboru. Dále budou uživateli vykresleny grafy a zobrazeny výsledky testování tak, že bude ihned vědět, zda testování proběhlo úspěšně či neúspěšně. Uživatel tak nemusí procházet vytvořené textové soubory a složitě hledat výsledky. Provozovatel nebude muset uživatelům poskytovat mnoho informací ohledně spuštění a ovládání nástroje přes příkazový řádek.

6 PODĚKOVÁNÍ

Výzkum byl podpořen projektem MVČR VI20172019093 s názvem Adaptivní síťová filtrace kybernetických útoků typu (D)DoS.

- Download Skype for Business Network Assessment Tool [online]. Microsoft Corporation, 2019 [cit. 3. 3. 2019]. Dostupné z: https://www.microsoft.com/enus/download/details.aspx?id=53885
- [2] Office 365 URLs and IP address ranges [online]. Microsoft Docs, 2019 [cit. 3. 3. 2019]. Dostupné z: https://docs.microsoft.com/en-us/office365/enterprise/urls-and-ip-address-ranges
- [3] Office 365 Network Connectivity Principles [online]. Microsoft Docs, 2019 [cit. 3. 3. 2019]. Dostupné z: https://docs.microsoft.com office365/
- [4] Usage Network Assessment Tool [online]. Microsoft Corporation, 2019 [cit. 12. 3. 2019].

QUEUE MANAGEMENT ON ACTIVE NETWORK ELEMENTS

Matej Pancák

Bachelor Degree Programme (3.), FEEC BUT E-mail: xpanca00@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Jaroslav Koton E-mail: koton@feec.vutbr.cz

Abstract: Delay is an QoS (*Quality of Service*) parameter which has effect on almost every service provided by Internet connection. Every network element increases delay because of the need of handling data. The introduction presents an optimization process performed on MikroTik device, using Mangle and Queue tools. This optimization has positive effect on this important parameter. In last part of this work is shown that positive effect on delay is obvious as the transmission speed has raised up, after optimization process has been applied.

Keywords: QoS, MikroTik, Mangle, Queue,

1 INTORDUCTION

At present, almost every electronic device has the ability to connect to the Internet, and this tendency in the last few years, has led to inexorable increase in the amount of data transmitted by the network. Improving the efficiency of data processing on active network elements is therefore necessary. Generally the performance of network is evaluated based on the QoS. QoS specifies several parameters, such as: *jitter, bandwidth, delay,* etc [2].

For the purpose of this work, the delay is assumed as the most relevant parameter. In communication, delay is generally defined as the time interval that elapsed between data departure from the source to its arrival at the destination. There is a number of events and operations on transmitted data that contribute to the total delay. One of contributions is caused by the network active elements and represents the time needed to process ingress packets, routing and queueing. Improving the efficiency of marking and packet queueing may reduce the delay caused by network elements and reduces the processor usage. Hence, the purpose of my work is to increase just this data processing efficiency on active network elements, by reorganizing rules to correct order in Mangle tool, which is implemented on MikroTik devices. Experimental measurements show the improvement in the transmission and decrease the delay.

2 MIKROTIK QUEUE MANAGEMENT TOOLS

In MikroTik routers, the Mangle and Queue tools are implemented and enable advanced packet marking and queueing.

The Mangle tool is primarily used as a marker in MikroTik systems. Tagging is subjected to the rules created by administrator and serves to future processing in other tools. These rules and tags are only used within the router where they are configured, they are not forwarded to the network. Packet tags are especially useful for the Queue tool, where tagged packets are assigned to queues.

On the other hand, the MikroTik devices use the Queue tool for limiting and prioritizing the traffic. Implementation of queues in MikroTik systems is based on HTB (*Hierarchical Token Bucket*). HTB

allows to create hierarchical queue structures, and defines the relationships between each queue [1]. MikroTik offers two options for configuring queues in RouterOS – queue simple and queue tree.

3 IMPLEMENTATION AND SOLUTION

The Mangle tool marks each incoming packet, that process can be relatively demanding on the hardware of network element, especially if it is a rule which needs to match with many parameters from IP header or address list. The incoming packet is held in buffer and is compared to rules from the list created by administrator, the system compares the packet sequentially with each rule from the list until it encounters one that matches the specifications see Figure 1. A rule that does not match any of rules continues for further processing without marking.

The goal of my work is just to optimize this list of rules so that new ordering of rules are descending according to loadability. In fact the most used rule will be at the first place in the list and the least used will be in the list as last one. Such an arrangement prevents the unnecessary capture of the packets in buffer, and the ones most used would be served among the first. This simple policy change in the list should result in acceleration of packet processing and a reduction of delay caused by the network device.



Figure 1: The basic principle of Mangle tool.

In order to being able to change the rules list efficiently, or to notify the administrator about the need to optimize the list of rules, a series of scripts is used ensuring the realization of our idea. The implementation of the process is shown in Figure 2. If the threshold, set by administrator, is exceeded on the counter of one of the rules, the script will extract the information data about usage of each rule from Mangle tool. Based on the extracted data, a new list of rules will be created in the correct order. After notifying the administrator about creating a new list of rules, the new rules list will be uploaded back to the Mangle tool.

This idea is applicable on every active network element with advanced options of management, my solution is demonstrated just on network device of company MikroTik with RouterOS version 6.4.x. or higher.

Device with optimization and without optimization was tested by a series of measurements. Each test was realized by downloading a 100 Mb of data from FTP server and measuring average bit rate. A bit rates for each download test on optimized and unoptimized device either, are shown in Figure 3.







Figure 3: Transmission speed: (a) before optimization (the worst case), (b) after optimization of Mangle rules list.

4 CONCLUSION

In Figure 3a are shown transmission speeds measured on device with the worst case of rules order and speeds measured on device with the best rules order are displayed in Figure 3b. Straight line in both graphs represents average bit rate. Based on experiments made in the test network with the equipment where the idea was applied, is claimed that for device with the correct rules order is average bit rate higher by 13%. Based on results, the solution presented in this article appears to be a relatively efficient and simple way to streamline data processing on active network elements.

- [1] *MikroTik Documentation: Manual* [online]. [cit. 2018-12-08]. Avaible: https://wiki.mikrotik.com/wiki/Manual:TOC.
- [2] EL SADDIK, Abdulmotaleb. Quality of Service in Multimedia Networks.[online]. Boston, MA, 2006, 8-24 [cit. 2018-11-23]. DOI: 10.1007/0-387-30038-4_199. Avaible: https:// link.springer.com/content/pdf/10.1007\%2F0-387-30038-4_199.pdf.

POWER ANALYSIS ON PRESENT LIGHTWEIGHT CIPHER AND HW COUNTERMEASURE

David Hirš

Bachelor Degree Programme (3), FEEC BUT E-mail: xhirsd00@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Zdeněk Martinásek E-mail: martinasek@feec.vutbr.cz

Abstract: Power analysis presents the typical example of successful attacks against trusted cryptographic devices such as smart cards or emebeded devices. Nowadays, the popularity of Internet of Things (IoT) is growing therefore, designers sould implement cryptographic algorithms with countermeasures in order to defend against these types of attacks. The article focus on the implementation of ultra-lightweight block cipher PRESENT that using the hardware randomization as a countermeasures technique.

Keywords: PRESENT, lightweight cipher, IoT, power analysis, hardware randomization

1 ÚVOD

Proudová analýza (Power analysis, PA) představuje úspěšný typ útoku, který je cílen na dnes běžně používaná kryptografická zařízení, studuje proudovou spotřebu v závislosti na jejich činnosti. Výsledkem analýzy jsou senzitivní informace uložené v kryptografickém zařízení např. šifrovací klíč, které může útočník zneužít k realizaci útoku. Proudová analýza je velice populární, protože k její realizaci nepotřebuje útočník žádné specializované zařízení. Z tohoto důvodu by měli být kryptografické algoritmy implementovány s protiopatřeními, které zamezují realizaci proudové analýzy. Jedním z možných protiopatření je znáhodnění provádění operací algoritmu. Cílem článku je realizace proudové analýzy maskované implementace odlehčeného kryptografického algoritmu PRESENT, který je vhodný pro výpočetně omezená zařízení v IoT.

PRESENT je odlehčená bloková šifra, vzniklá roku 2007 především kvůli potřebám šifrovat data i z velmi omezených zařízení. Taková zařízení jsou například RFID (Radio Frequency Identification) a zařízení v síti senzorů, která mají nižší nároky na zabezpečení. PRESENT je příkladem substitučněpermutační sítě. Sestává z 31 rund s 64 bitovou délkou bloků. Klíče mohou být buď 80, nebo 128 bitů dlouhé. Při pohledu zpět na zařízení v síti senzorů, je doporučené využít 80 bitové klíče z důvodu nižších požadavků na úložiště a výpočetní výkon. Každá z 31 rund má implementovanou operaci XOR, pro zavedení rundovního klíče. Další jsou vrstvy lineární bitové permutace a nelineární substituce. Nelineární vrstva využívá jeden čtyřbitový S-box, který je paralelně aplikován 16krát v každé rundě.

2 PROUDOVÁ ANALÝZA

Útoky proudovou analýzou jsou realizovány díky závislosti dynamické proudové spotřeby na právě zpracovávaných datech [1]. Ve většině případů, útočník naměří proudové spotřeby pro náhodná vstupní data (otevřené texty) a poté jsou prodové průběhy vyhodnoceny bez jakéhokoliv invazivního přístupu. Proudová analýza se rozděluje na jednoduchou proudovou analýzu (SPA-Simple Power Analysis) a diferenční proudovou analýzu (DPA-Differential Power Analysis). Jednoduchá proudová analýza využívá malé množství naměřených proudových průběhů. Senzitivní informace je zjištěna přímo z tvaru proudového průběhu. Diferenční proudová analýza využívá velkého množství naměřených průběhů. DPA nezpracovává proudové průběhy v časové ose, ale analyzuje závislost proudové spotřeby na vstupních datech, v daný časový okamžik. Útok pomocí DPA je realizován v následujících pěti krocích:

- výběr mezivýsledku implementovaného algoritmu Prvním krokem diferenční proudové analýzy je výběr mezivýsledku algoritmu, který je funkcí otevřeného, nebo šifrovaného, textu s tajným klíčem. Mezivýsledkem může být například výstup z funkce S-box nebo AddRound-Key.
- měření proudové spotřeby Druhým krokem je naměření proudové spotřeby při šifrování nebo dešifrování bloků dat. Data musí být útočníkovi během kryptografické operace známá a vždy jiná. Během všech kroků šifrování nebo dešifrování si útočník ukládá naměřené proudové průběhy shodné se zpracovávanými daty.
- výpočet odhadovaných mezivýsledků Ve třetí části útočník vypočítá odhadované mezivýsledky, které jsou hodnoty vstupních dat ve funkci s každou hodnotou tajného klíče.
- přiřazení odhadovaných mezivýsledků Nyní je potřeba přiřadit odhadované mezivýsledky k předpokládaným hodnotám proudové spotřeby. Simulují se proudové spotřeby pomocí modelu Hammingovy váhy, Hammingovy vzdálenosti nebo modelu Zero value. Vybraný model přiřadí každému výsledku odhadovanou hodnotu proudové spotřeby.
- porovnání odhadovaných mezivýsledků Posledním krokem DPA je porovnání odhadovaných mezivýsledků s naměřenými průběhy. Pro porovnání se převážně využívá korelační koeficient. Čím je větší hodnota korelačního koeficientu, tím je správnost odhadovaného výsledku vyšší.

3 VLASTNÍ REALIZACE DPA NA NEMASKOVANÝ ALGORITMUS PRESENT

Při realizaci útoku DPA bylo využito pracoviště, jehož podobu zobrazuje obr. 1.



Obrázek 1: Realizované experimentální pracoviště.

Počítač generuje vstupní data pro nemaskovanou šifru PRESENT implementovanou na FPGA (programovatelná hradlová pole) vývojovou desku SAKURA-G a řídící signály pro osciloskop. Komunikace počítače s vývojovou deskou je realizována přes USB se sériovou linku RS-232 na vývojové desce, která je napájená pomocí USB z externího zdroje. Proudová spotřeba je měřena proudovou sondou z osciloskopu na vývojovou desku. Osciloskopem je také měřený počet proudových průběhů. Synchronizace proudové spotřeby je realizována pomocí připojené LED diody s vyvedenými piny pro detekci jejího stavu. Osciloskop dále posílá naměřené hodnoty do počítače pomocí USB rozhraní. Naměřeno bylo 199 000 proudových průběhů pro různá vstupní data. Útok byl zaměřený na výstup z S-boxové část šifry PRESENT. Po nutných výpočtech a výpočtu korelačního koeficientu byl zjištěný tajný klíč pro každý jednotlivý byte tajného klíče. Graf s nejvyšší hodnotou korelačního koeficientu pro 8. byte tajného klíče znázorňuje obr.2. Tento graf v absolutní hodnotě nám říká, že hodnota pro 8. byte tajného klíče je rovna hodnotě 11, zvýrazněná červeně. Vždy hledáme největší hodnotu nehledě na znaménko. Levý obrázek zobrazuje zmiňovaný proudový průběh. Pro přiřazení odhadovaných mezivýsledků byl použitý model Zero value.



Obrázek 2: Proudový průběh a korelace odhalené hodnoty tajného klíče pro 8. byte

4 PROTIOPATŘENÍ

Implementace protiopatření nezpůsobí odstranění celého postranního kanálu, ale proudová spotřeba je méně závislá na mezivýsledku. Dvěma hlavními skupinami protiopatření jsou maskování (masking) a skrývání (hiding). Hardwarové znáhodnění patří do kategorie skrývání. Nele Mentens ve své práci [2] popisuje možnosti rekonfigurace hardwarových zařízení a jejich srovnání na různých hardwarových architekturách. Četně používané hardwarové architektury jsou FPGA. Rekonfigurace FPGA desky poskytuje možnost načtení hardwarových okruhů na vyžádání. Různé skupiny obvodů mohou pracovat na stejném místě FPGA, zároveň však v jiném časovém slotu. Tyto skutečnosti zabraňují útočníkovi v odhadu následujících operací a určení, která operace byla kdy spuštěna nebo provedena. Technika prázdných operací, neboli dummy operations, vkládá prázdné operace do prováděného algoritmu, vždy na jiná místa. Při spuštění algoritmu jsou vygenerována umístění, kam se prázdné operace vloží a jejich počet je vždy stejný. Pokud by se počet prázdných operací měnil, útočník by byl schopen zjistit jejich počet opětovným měřením a odečtením časové náročnosti algoritmu. Čím více prázdných operací, tím více se mění jejich umístění v algoritmu a proudová spotřeba je znáhodněná. Počet prázdných operací má však vliv také na časovou náročnost, tedy provedení algoritmu s více prázdnými operacemi je časově mnohem náročnější. Nutností je tedy zvolit mezi rychlostí provedení algoritmu, nebo jeho větším znáhodněním. Druhou technikou je přesouvání prováděných operací, neboli shuffling of operations. Některé operace algoritmu není možné přesunout, kvůli jejich návaznosti. Praktické využití je menší, avšak přesouvání operací nemá vliv na časovou náročnost. Hardwarové provedení skýtá možnost náhodně měnit frekvenci hodinového pulzu, vynechat hodinový pulz a přepínat mezi více zdroji hodinového signálu. Metody upravují hodinový signál takovým způsobem, aby nebylo možné synchronizovat proudovou spotřebu. Možnou volbou je zapojení šumových rušiček, které skryjí užitečný signál a jsou rozmístěné v celém obvodu zařízení. V neposlední řadě filtrování proudové spotřeby je účinné protiopatření, ke kterému se využívá spínacích kapacitorů, zdrojů konstantního proudu a prvků regulujících proudovou spotřebu.

Realizovaná DPA prokázala možnost odhalení celého tajného klíče při cílení útoku na funkci S-box. Mnou vybrané protiopatření využívá dynamickou rekonfiguraci určitých bloků desky FPGA. Tato vlastnost umožňuje dynamicky měnit implementovanou tabulka pro funkci S-box uvnitř paměti v průběhu kryptografických operací daného zařízení. Práce [3] popisuje stejné možnosti řešení a je mou předlohou pro realizaci zvoleného protiopatření. Funkce S-box je rozdělená do dvou rekonfigurovatelných funkčních tabulek. První obsahuje náhodné hodnoty substituce a je konfigurována tak, aby provedla zvolenou bijekci. Druhá provedenou bijekci implementuje takovým způsobem, že hodnota výstupu první funkční tabulky je vstupem druhé tabulky a provedená kombinace vede k správné hodnotě S-boxu. Výsledná hodnota S-boxu není ukládaná do registrů pro zvýšení bezpečnosti zařízení. Do registru je pouze ukládaná náhodná hodnota z první funkční tabulky, kterou útočník není schopen odhadnout. Změna konfigurace tabulek je prováděná náhodně během dalšího postupu algoritmu. Pozice dvou různých hodnot první tabulky jsou náhodně měněny. Druhá tabulka je dopočítávána z první tak, aby stále platil vztah uvedený výše. Mé výsledky realizace hardwarového znáhodnění jsou v tuto chvíli pouze dílčí, avšak je to hlavní náplní mé bakalářské práce. Práce bude popisovat praktické provedení s reálnými a mnou realizovanými výsledky, které bude možno brzy prezentovat.

5 ZÁVĚR

Článek prakticky dokázal nebezpečí útoku proudovým kanálem na odlehčenou šifru PRESENT. Tato šifra je pro zařízení s nižšími výpočetními možnostmi vyhovující a s rostoucí popularitou IoT lze předpokládat její četnou implementaci. Realizovaný útok pomocí diferenční proudové analýzy však jednoznačně prokázal možnost zjištění tajného klíče použitého při kryptografických operacích zařízení. Hlavním cílem článku je popsat široké možnosti protiopatření proti proudové analýze spolu s implementací hardwarového znáhodnění, díky kterému vzrůstá jistota bezpečí cenných dat. Výsledky implementace protiopatření jsou zatím jen dílčí, ale možnost zvýšit bezpečnost zařízení tímto způsobem je velmi reálná a proveditelná. Má bakalářská práce již bude obsahovat praktické důkazy a výsledky protiopatření.

- KOCHER, Paul, Joshua JAFFE, Benjamin JUN a Pankaj ROHATGI. Introduction to differential power analysis. Journal of Cryptographic Engineering [online]. 2011, 1(1), 5-27 [cit. 2019-2-14]. DOI: 10.1007/s13389-011-0006-y. ISSN 2190-8508.
- [2] MENTENS, Nele. Hiding side-channel leakage through hardware randomization: A comprehensive overview. In: 2017 International Conference on Embedded Computer Systems: Architectures, Modeling, and Simulation (SAMOS) [online]. IEEE, 2017, 2017, s. 269-272 [cit. 2019-2-15]. DOI: 10.1109/SAMOS.2017.8344639. ISBN 978-1-5386-3437-0.
- [3] SASDRICH, Pascal, Amir MORADI, Oliver MISCHKE a Tim GUNEYSU. Achieving sidechannel protection with dynamic logic reconfiguration on modern FPGAs. In: 2015 IEEE International Symposium on Hardware Oriented Security and Trust (HOST) [online]. IEEE, 2015, 2015, s. 130-136. ISBN 978-1-4673-7421-7.
- [4] BOGDANOV, A., L. R. KNUDSEN, G. LEANDER, C. PAAR, A. POSCHMANN, M. J. B. ROB-SHAW, Y. SEURIN a C. VIKKELSOE. PRESENT: An Ultra-Lightweight Block Cipher. PAIL-LIER, Pascal a Ingrid VERBAUWHEDE, ed. Cryptographic Hardware and Embedded Systems -CHES 2007 [online]. Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg, 2007, s. 450-466. Lecture Notes in Computer Science. DOI: 10.1007/978-3-540-74735-2_31. ISBN 978-3-540-74734-5.

SECURING NARROWBAND WIRELESS COMMUNICATION IN LICENSED BAND

David Kolaja

Bachelor Degree Programme (3), FEEC BUT E-mail: xkolaj03@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Radek Fujdiak E-mail: fujdiak@feec.vutbr.cz

Abstract: With everlasting growth of development of devices in the Internet of Things, there is also a difficulty to keep up with the requirements of security-related topics on such devices. This is no exception for expanding the scale of Low Powered Wide Area Network (LPWAN) devices which communicate over Narrowband IoT. Such devices have constrained computing power. Thus developers of these devices are limited to use as much as possible for the implementation of functions, not having enough space for securing its communication. This article focuses on how to possibly secure these communications.

Keywords: Narrowband, IoT, post-quantum cryptography, AES, NewHope

1 ÚVOD

S neustále narůstajícím vývojem zařízení v Internetu věcí také souvisí problém udržení úrovně bezpečnosti probíhající komunikace. Toto není vyjímkou ani pro kontinuálně se rozšiřující škálu nízkoodběrových technologií LPWAN (Low-Powered Wide Area Network) zařízení s komunikační technologií NB-IoT (Narrowband Internet of Things) [1]. Taková zařízení většinou disponují podstatně menším výpočetním výkonem v porovnání s běžnými zařízeními připojenými do počítačových nebo mobilních sítí. Díky této skutečnosti není tak jednoduché použití běžných zabezpečovacích algoritmů a protokolů, tudíž při vývoji této komunikační technologie nebyl kladen důraz na podobné aspekty zranitelnosti.

Narrowband IoT je bezdrátová úzkopásmová technologie založená na komunikačních technologiích GSM a LTE, vyvinutou partnerským projektem 3GPP. Tento fakt ji dělá zajímavou volbou pro všechny, kteří se chtějí zapojit do světa Internetu věcí. Operátoři mají snadnou implementaci takového řešení do již stávající infrastruktury mobilních sítí právě kvůli tomu, že spolupracuje s technologiemi GSM a LTE. Zájemci o koncová zařízení s NB-IoT moduly jistě ocení jejich výborné charakteristiky jako například nasazení ve velkém měřítku v rámci relativně malého prostoru, dlouhou výdrží baterie, velkého rozsahu pokrytí a propustnostní signálu pevnými překážkami [1]. Tato řešení však nejsou koncipována tak, aby zajistila důvěryhodnost nebo integritu uživatelských dat, která se v síti přenáší. Pokud se zákazník rozhodne pro nasazení NB-IoT modulů přes službu, kterou by poskytoval operátor, tak v tomto případě data chráněna budou, jenže za cenu, že tato data spravuje třetí strana. Pokud na druhou stranu zákazník zvolí implementovat vlastní řešení jen za pomocí nákupu NB-IoT modulů a příslušných senzorů, vysílaná uživatelská data nejsou nijak chráněna.

2 NARROWBAND IOT

NB-IoT vyniká několika vlastnostmi a charakteristikami. Pomocí úsporného režimu (PSM) a rozšířenému nespojitému vysílání (eDRX) může být uskutečněna dlouhá pohotovostní doba. Celý vývoj NB-IoT je založený na základním LTE přenosu, který je upravený podle vlastností NB-IoT. Šířka

pásma na fyzické vrstvě je 200 kHz. V Evropě využívá frekvenčních pásem 800/900/1800 MHz pásma LTE [1]. V současné době podporuje NB-IoT jen polo-duplexní FDD se šířkou pásma 180 kHz, umožňující 3 typy nasazení (obrázek 1) – Stand-alone mód – zužitkovává nezávislé frekvenční pásmo mimo LTE pásma, pak Ochranné pásmo – Zužitkovává ochranné pásmo LTE, čemuž se rozumí čas, kdy je LTE pásmo v klidu, a nebo pracuje přímo v pásmu LTE – Pracuje kolektivně v pásmu LTE a zabírá jeden fyzický zdrojový blok frekvence pásma LTE.



Obrázek 1: Režimy nasazení NB-IoT.

2.1 PROTOKOLY NB-IOT

Protokolová sada NB-IoT z větší části přejímá protokolovou sadu LTE, jen trochu zjednodušeně, aby splňovaly podmínky vlastností zařízení NB-IoT. Protokoly jsou poté následující:

- NAS (Non Access Stratum) Nejvyšší vrstva skupiny protokolů NB-IoT a je používaná pro navázání IP spojení mezi koncovým zařízením a infrastrukturou sítě. NAS je tedy signalizační vrstva komunikace mezi koncovým zařízením (UE – User Equipment) a MME (Mobile Management Entity – server zpracovávající požadavky koncového zařízení ohledně komunikace v síti), zajišť ující autentizaci zařízení do sítě, ustanovení klíčů používaných v komunikaci a výměnu parametrů potřebných pro komunikaci se sítí Internet.
- **RRC** (**Radio Resource Control**) Protokol RRC slouží k registrování a následnému ustanovení připojení zařízení do mobilní sítě pomocí tzv. LTE Attach procedury. Různé RRC zprávy také stanovují různé signalizační rádiové nosiče – Signaling Radio Bearer (SRB). SRB popisuje způsob, jakým jsou data přenášeny z koncového zařízení do Internetu.
- PDCP (Packet Data Convergence Protocol) Z hlediska základních operací je to, co dělá PDCP, velmi jednoduchý protokol – jen přidává PDCP hlavičku k příchozím datům a předá je RLC na downlinku, nebo právě naopak odstraňuje PDCP hlavičku od příchozího paketu a předává ji dále vrstvě IP v případu uplinku [2].
- RLC (Radio Link Control) Radio Link Control je protokol druhé vrstvy a jeho prací je zajistit korektnost vysílaných dat a kvalitu rádiového kanálu. Stanovuje parametry komunikace přes rádiové rozhraní jako např. nastavení velikosti okna přenosu, časovač dotazování nebo maximální počet opakovaného poslání protokolové datové jednotky [2]. Protokol RLC je velice podobný protokolu SR-ARQ (Selective Repeat Automatic Request).

Největší slabinou NB-IoT ale je, že komunikuje přes nespolehlivý protokol UDP. Důvodem je, že zařízení nemůže použít transportní protokol TCP, jelikož si nemůže dovolit čekat na odpověď zdali zařízení, se kterým komunikuje, opravdu zprávu obdrželo, což TCP protokol vynucuje. Jak již bylo

nastíněno v úvodu, nasazení senzorů s využitím služeb operátora má dvě slabiny z pohledu bezpečnosti komunikace. V síti operátora je, samozřejmě, komunikace zabezpečena, ale může být teoreticky odposlouchávána operátorem v extrémních případech. Druhou slabinou je poté to, že jakmile data opustí infrastrukturu operátora, tak jsou vyslána v otevřené podobě přes Internet až ke koncovému zařízení, které si vyžádalo data.

3 NÁVRH END-TO-END ZABEZPEČENÍ NB-IOT

V dnešní době se kryptografie zaměřuje hlavně na dva matematické problémy, jmenovitě problém faktorizace a problém diskrétního logaritmu. Tyto matematické problémy jsou hojně využívány v dnešních kryptografických algoritmech, ať už je to RSA, DSA, či ECDH. V roce 1994 ale Peter Shor, americký profesor aplikované matematiky na MIT, přišel na způsob, jakým lze tyto problémy vyřešit pomocí kvantových počítačů, kvantové Fourierovy transformace, modulárního a binárního umocňování [3]. Tím se dnešní algoritmy stávají doslova nepoužitelnými v budoucnosti. Na řadu tedy přišly algoritmy, které využívají jiných matematických problémů, u kterých není zatím známo, že by byly řešitelné v dostačujícím čase. Post-kvantová kryptografie tedy implementuje řadu jiných matematických problémů, jako například mřížky, hashovací funkce, supersingulární isogenní eliptické křivky nebo také polynomiální rovnice.

V běžně zabezpečené elektronické komunikaci je v prvé řadě za potřebí stanovit sdílený klíč mezi komunikujícími zařízeními, a proto byl z této oblasti vybrán algoritmus NewHope. Tento algoritmus je jedním z nových post-kvantových algoritmů, který byl predložen na soutěži post-kvantových algoritmů vyhlášené organizací NIST v roce 2016. Vychází z protokolu BCNS, který je založený na problému R-LWE (Ring-learning-with-errors) a autoři NewHope se snažili napravit chyby tohoto algoritmu a zefektivnit jej. Například používá mřížku D₄, která umožňuje snížit modulo na $q = 12289 < 2^{14}$, parametr *a* (veřejný parametr znám oběma stranami) se teď generuje nově při každém ustanovení klíčů nebo při distribuci chyb nahrazuje diskrétní Gaussovo rozložení za binomické rozložení, jehož střední hodnota je 0 a rozptyl k/2, které je mnohem efektivnější [4].

Poté co je stanovený sdílený klíč, mohou zařízení komunikovat v podobě šifrovaných zpráv. Pro tuto úlohu byl zvolen šifrovací algoritmus AES se šifrovacím klíčem o velikosti 256 bitů v operačním módu GCM. Pomocí AES tedy budeme šifrovat uživatelská data, která vytvoří senzor. Tyto data poté budeme přenášet přes NB-IoT síť až k uživateli, který musí mít tedy pochopitelně stejný šifrovací klíč, který byl vložen do blokové šifry, aby mohl tyto data dešifrovat. Celý proces poté znázorňuje obrázek 2.



Obrázek 2: Návrh zabezpečení NB-IoT komunikace.

4 REALIZACE NÁVRHU

K uskutečnění našeho návrhu budeme používat zařízení s omezeným výkonem, konkrétně mikrokontrolér ATmega2560, společně se shieldem, na kterém je umístěn NB-IoT modul SARA-N210. Arduino Mega 2560 je vývojová deska, která umožňuje vymýšlet nové prototypy na mikrokontroléru ATmega2560. Disponuje také kolíkovými lištami, které umožňují přístup ke vstupním a výstupním periferiím mikrokontroléru. Dá se na ně také připojit velká škála tzv. shieldů, které dodávají různou funkcionalitu vývojové desce od senzorů teploty až po měřiče kvality ovzduší, aj. Na kontrolér je připojený shield s NB-IoT modulem SARA-N210 vyráběný firmou ublox, konkrétně verze 01B-00.

Pro práci se SARA modulem jsou využívány tzv. AT příkazy, které ovládají různé funkce tohoto modulu, jako například zapnutí/vypnutí, registraci zařízení do sítě nebo odeslání či přijmutí zpráv. Jelikož mikrokontrolér disponuje pouze 8 KB operační paměti, byly zde určité obavy s nedostupností místa při implementaci obou algoritmů, NewHope a AES, na takové zařízení. Současný stav vývoje ale poukazuje, že algoritmus NewHope zabírá kolem 30% a AES poté jen dalších 11%. S dalšími funkcemi, jako například interní logika s připojováním k základnové stanici, registraci zařízení do sítě a odeslání zašifrované zprávy, je očekáváno, že při vyvinuté funkcionalitě bude využito maximálně 70% operační paměti zařízení Arduino Mega 2560. Ze současného stavu návrhu bylo také možné zjistit jak se projeví zpoždění konverzace při nasazení algoritmu pro stanovené klíče a šifrování na mikrokontroléru. S testovanou délkou zprávy 16 bajtů (resp. 128 bitů) jsme mohli z celkových patnácti měření zaznamenat průměrné zpoždění 1281792 μ s (1,28 sekundy). Toto měření zahrnuje generaci veřejného klíče, generaci sdíleného klíče a zmíněné zašifrování 16 bajtů dat.

5 ZÁVĚR

Článek poukazuje na to, že některé nové technologie nejsou vymyšlené do úplného konce a je tak tedy za potřebí druhého pohledu na věc. Bylo dokázáno, že data přenášená úzkopásmovou komunikační technologií nejsou nijak chráněna proti potencionálnímu útočníkovi. Hlavním cílem článku je shrnutí jak by se taková skutečnost dala napravit pomocí implementace novodobých kryptografických algoritmů a tím sestavit tak robustní systém zabezpečení pro takové technologie. Současně rozpracovaná bakalářská práce bude poté testovat dopad vyvinuté funkcionality na odběr nízko-odběrových zařízení a tím také dopad na celkovou výdrž zařízení nápájenými pouze tužkovými baterkami.

- M. CHEN, Y. MIAO, Y. HAO a K. HWANG. Narrow Band Internet of Things. IEEE Access [online]. 2017, 5, 20557-20577 [cit. 14. 3. 2019]. DOI: 10.1109/ACCESS.2017.2751586. ISSN: 2169-3536.
- [2] M. PRADHAN, Nex-G Narrow Band Internet of Things (NB IoT) [online], publikováno 1.9.2017, [cit. 14.3.2019].
- [3] NAGAICH, Shweta a Y.C. GOSWAMI. Shor's Algorithm for Quantum Numbers Using MATLAB Simulator. In: 2015 Fifth International Conference on Advanced Computing & Communication Technologies [online]. IEEE, 2015, 2015, s. 165-168 [cit. 18.11.2018]. DOI: 10.1109/ACCT.2015.16. ISBN 978-1-4799-8488-6.
- [4] E. ALKIM, L. DUCAS, T. PÖPPELMANN, P. SCHWABE *Post-quantum key exchange a new hope* [online], publikováno 10. 11. 2015, citováno 12. 11. 2018.

SECURITY ASSESSMENT FOR IEEE 802.11 FAMILY OF STANDARDS

Dominika Šebestová

Bachelor (3), FEEC BUT E-mail: xsebes21@vutbr.cz

Supervised by: Radek Fujdiak E-mail: fujdiak@feec.vutbr.cz

Abstract: This paper deals with analysis of security of wireless networks. It describes software intended for testing the security, specifically tools for Linux distribution of KALI. Furthermore it focuses on practical testing on an experimental network, where the functionality and efficiency of tools using brute force attacks, weakness in protocols or human errors are tested.

Keywords: IEEE 802.11, wireless network security, Wi-fi KRACK, WPS, WPA, WPA2, KALI Linux

1 ÚVOD

Kvalitní zabezpečení protokolu 802.11 neboli Wi-fi, je v dnešní době nepostradatelné. S častějším využíváním bezdrátových zařízení, tedy i bezdrátových sítí, roste snaha obejít jejich zabezpečení. Signál se z antén šíří všemi směry, tedy i skrz plášť budov do veřejných prostor, kde je přístupný bez jakékoliv nutnosti fyzické manipulace se zařízeními. To a velká popularita používání útočníkům usnadnilo práci. Na otevřených sítích je snadné zachytávat veškerou komunikaci, s běžně dostupnými nástroji není problém získat přístup i do chráněné sítě, spousta domácností i firem zabezpečení podceňuje a neuvědomuje si, jaké riziko bezdrátová síť představuje. Proto se společně s rozvojem bezdrátových sítí vyvíjely i protokoly pro jejich zabezpečení. První metoda zabezpečení WEP (Wired Equivalent Privacy) se po letech používání ukázala jako nedostatečná a musela být rychle nahrazena novým protokolem, který by na několik let zajistil bezpečí přenášených dat. Těmito nástupci se staly WPA a WPA2 (Wi-Fi Protected Access), které přinesly vyšší zabezpečení a použití silnější kriptografie [1]. Pro lepší představu situace, je nutné si některé základní i pokročilé útoky vyzkoušet v praxi na experimentální síti. Zaměřit se přitom na různé úrovně nastavení zabezpečení routerů a na vliv uživatele na bezpečnost jeho sítě.

2 TESTOVÁNÍ EXPERIMENTÁLNÍ SÍTĚ

Pro testování byla zvolena linuxová distribuce KALI, určená pro penetrační testování, která běžela ve virtuálním prostředí. Prvním použitým nástrojem byl Airmon-ng určený pro přepnutí síť ové karty do monitorovacího režimu - tj. když síť ová karta přijímá veškerou komunikaci ve svém dosahu [2]. Airodump-ng je nástroj pro zachytávání paketů, díky němu je možné se podívat na všechny okolní sítě, zjistit jaký využívají kanál, jaké mají BSSID a SSID, tedy MAC adresu a název sízě. Defaultně přepíná mezi kanály rozsahu 2,4 GHz, proto je potřeba změnit jeho nastavení při monitoringu rozsahu 5 GHz. Komunikaci je možné sledovat v reálném čase a zároveň ji i ukládat do souboru pro pozdější analýzu [3]. Pokud uložená komunikace obsahuje 4-way handshake (vzájemné ověření klienta a routeru, probíhající ve 4 krocích) je možné s pomocí nástroje Crunch aplikovat offline útok hrubou silou a zkusit zjistit použité heslo. Pro testování útoku hrubou silou na PIN (Personal Identification Number) WPS (Wi-Fi Protected Setup), využívaný pro uživatelsky přívětivou konfiguraci routerů, je použit nástroj Reaver, díky rozmanitým možnostem nastavení je možné jej použít i v případě uzamknutí

přístupového bodu po několika neúspěšných pokusech [4]. Dále byl pak použit nástroj Krackattacksscripts, ten umožňuje klienta otestovat sadou testů, které odhalí slabiny v implementaci, které by mohly zapříčinit úspěšné použití útoku na zařízení [5]. Posledním nástrojem je Fluxion pro Captive portal attack, útočníka provede všemi nutnými kroky od výběru sítě, za niž se bude vydávat falešný přístupový bod, po tvorbu certifikátu stránky a výběru vhodného rozhraní [6]. Pro realizaci testů, byl použit USB stick Alfa Network AWUS036ACH, s širokou podporou revizí protokolu 802.11, 2,4 GHz i 5 GHz s rozhraním USB 3.0.

Pro zjištění úrovně zabezpečení experimentální sítě funkčnosti jednotlivých nástrojů byl použit následně popsaný testovací scénář. Postupně bylo zkontrolováno zabezpečení přístupových bodů, úroveň zabezpečení klientů a poučenost uživatelů. Testování se odehrála na experimentální síti, představující domácí síť. Postup byl následovný, v prvním kroku se experiment zaměří na zabezpečení Wi-fi routerů. Ve Wiresharku byl zachycen jejich Beacon rámec, což je periodicky vysílaný rámec nesoucí informace o bezdrátové síti, a z něj bylo zjištěno použité zabezpečení. V další části budou dvě klientská zařízení otestována na náchylnost na případné provedení Wi-fi KRACK (Key Reinstallation Attacks). Routery zde nebyly testovány, jelikož nepodporují náchylné 802.11r. Ve třetí, poslední, části bude proveden útok využívající sociální inženýrství s cílem získat od uživatele heslo k síti.

2.1 ZÁKLADNÍ ZABEZPEČENÍ WI-FI ROUTERŮ

V experimentální sítí se nacházely tři Wi-fi routery, každý byl ukázkou odlišně starého a jinak zabezpečeného zařízení. S použitím programu Wireshark byl zjištěn používaný protokol zabezpečení. Router A byl zástupcem téměř správně zabezpečeného zařízení. Zachycený Beacon rámec ve Wiresharku prozradil, že je zabezpečený pomocí WPA2, ovšem má i aktivní WPS. I při znalosti délky hesla a všech znaků v něm obsažených by velikost slovníku byla 17 PB, WPS se u novějších zařízeních po třech neúspěšných pokusech uzamkne, délka útoku by tedy značně přesahovala standardní 4 hodiny. Router B, byl příkladem routeru se slabým heslem. Ve Wiresharku bylo ověřeno, že aktivním WPS nedisponuje. Pokračovalo se tedy další možností, zachycením a hrubým prolomením hesla z 4way handshaku. Ten byl zachycen s pomocí nástroje airodump-ng a uložen do souboru s koncovkou .cap. Následně byl použit aircrack-ng pro útok hrubou silou, pro úsporu času byl slovník vygenerován podle hesla, i tak měl téměř 17 tisíc řádků. Třetí router, tedy router C měl, stejně jako první router, aktivní WPA2 i WPS. S přihlédnutím na stáří routeru však zabezpečení nefungovalo tak dobře, jako právě u prvního zařízení. Raver odhadl dobu lámání WPS na hodinu a půl, zvládl to však v ještě kratším čase. Zisk WPS vedl i k zisku hesla.



Obrázek 1: Experimentální síť pro testování routerů.

2.2 NÁCHYLNOST KLIENTŮ NA KRACK ATTACK

Útok odhalil slabinu v protokolu WPA2, která nezávisí na lámání hesla hrubou silou. Slabinu obsahuje samotný standard, proto není závislá na konkrétním zařízení nebo implementaci. Využívá možnosti znovu odeslání třetí zprávy při 4-way handshaku, která klientovi říká, aby nainstaloval dohodnutý dočasný klíč PTK (Pairwise Transient Key). To umožní znovu použití odvozeného klíče pro šifrování a v případě zachycení zprávy se známým obsahem může být použitý klíč odvozen a použit pro dešifrovaní dat paketů. Aktuálně dostupné skripty neumožňují provedení útoky, pouze zařízení otestují na náchylnost. Testů je celkem šest:

- 1. Test zjišť uje, jestli klient přijímá opakovaně odeslané broadcastové ARP rámce, pokud by tomu tak bylo, zařízení je doporučeno aktualizovat (což u starších kusů není možné) další testy nemusí fungovat přesně.
- 2. Testuje zda klient nainstaluje GTK (Group Transient Key), tedy dočasný klíč pro skupinovou komunikaci, po group handshake.
- 3. Testuje, zda klient znovu instaluje GTK, při obdržení packetu s opakovaným označením.
- 4. Následující test ověřuje, jestli klient nainstaluje PTK po opakování 3. zprávy 4-way handshake.
- 5. Podobně jako 4. test, prvně zasílá infikovanou 1. zprávu, využívá slabinu kontrolního součtu MIC (Message Integrity Code), při použití TKIP, což je použitý šifrovací algoritmus pro WPA.
- 6. Test zjistí, zda klient instaluje GTK získaný v rámci opakovaného handshaku [7].

V rámci praktické části byly testováni dva klienti s operačním systémem Android 7.1.1. a Android 6.0. Zařízení s novějším systémem prošlo všemi testy, což znamená, že útok by na zařízení nešel vykonat, zařízení nepřijmá opakovanou 3. zprávu 4-way handshaku. Na starším telefonu by šel útok pravděpodobně snadno realizovat, jelikož zařízení projevilo náchylnost ve všech šesti testech.



Obrázek 2: Experimentální síť pro sadu testů Krackattacks.

2.3 CAPTIVE PORTAL ÚTOK

Patří do kategorie útoků sociálního inženýrství, které cílí na lidské selhání, nejjednodušším příkladem je např. falešný přístupový bod - tedy nový přístupový bod s názvem sítě, která se v prostorách běžně využívá. Takový útok jde pak rozšířit a příkladem je program Fluxion, který využívá phishing

- falešnou webovou stránku pro zisk hesla nebo jiných citlivých údajů. K provedení tohoto testu byly potřeba dvě USB Wi-fi antény podporující injekční, monitorovací a master režim (dovoluje síť ové kartě fungovat jako přístupový bod). Jedna je použita pro vytvoření falešné sítě a druhá pro zabránění komunikace mezi klientem a originální sítí. Po připojení klienta k falešné síti je pomocí DNS (Domain Name Server) zprávy přesměrován na web, tvářící se jako rozhraní routeru, kde je žádán o zadání hesla, to je porovnáno s dříve zachyceným handshakem.



Obrázek 3: Experimentální síť pro provedení Captive Portal attack.

3 ZÁVĚR

V práci byly prakticky otestovány mezery v zabezpečení bezdrátových sítí, také byly ověřeny výsledky dostupných nástrojů, na experimentální síti. V budoucnu budou tyto znalosti využity při tvorbě softwarového nástroje rozšiřujícího a sdružujícího některé nástroje z KALI Linuxu.

- ARASH HABIBI LASHKARI, MIR MOHAMMAD SEYED DANESH a Behrang SAMADI. A survey on wireless security protocols (WEP, WPA and WPA2/802.11i). In: 2009 2nd IEEE International Conference on Computer Science and Information Technology [online]. IEEE, 2009, 2009, s. 48-52 [cit. 2019-03-04]. DOI: 10.1109/ICCSIT.2009.5234856. ISBN 978-1-4244-4519-6. Dostupné z: http://ieeexplore.ieee.org/document/5234856/>
- [2] Airmon-ng. *Aircrack-ng* [online]. [cit. 2019-03-10]. Dostupné z: <www.aircrack-ng.org/doku.php?id=airmon-ng>
- [3] Airodump-ng. *Aircrack-ng* [online]. [cit. 2019-03-10]. Dostupné z: <https://www.aircrack-ng.org/doku.php?id=airodump-ng>
- [4] Reaver-wps-fork-t6x. *GitHub* [online]. [cit. 2019-03-10]. Dostupné z: https://github.com/t6x/reaver-wps-fork-t6x
- [5] Key Reinstallation Attacks: Breaking WPA2 by forcing nonce reuse [online]. KU Leuven, 2017 [cit. 2018-11-28]. Dostupné z: <www.krackattacks.com>
- [6] Fluxion. *GitHub* [online]. [cit. 2018-12-11]. Dostupné z: <www.github.com/FluxionNetwork/fluxion>
- [7] Krackattacks-scripts. *GitHub* [online]. [cit. 2018-12-01]. Dostupné z: <www.github.com/vanhoefm/krackattacks-scripts>

COEXISTENCE BETWEEN DVB-T2 AND LTE SYSTEMS IN THE 800 MHZ BAND – A MEASUREMENT METHODOLOGY

Dominik Walach

Bachelor Degree Programme (3),FEEC BUT E-mail: xwalac02@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Ladislav Polák

E-mail: polakl@feec.vutbr.cz

Abstract: This article deals with the study of coexistence between DVB-T2 and LTE systems. Coexistence scenario between DVB-T2 and LTE systems in the 800 MHz UHF band is defined. Next, a laboratory workplace is realized, and a measurement methodology is proposed. Its functionality is verified by experimental measurements. The proposed concept also facilitates to test sensitivity of DVB-T2 receivers (set-top-boxes) against interfering LTE signals.

Keywords: DVB-T2, LTE, UHF band, coexistence, interference, RF measurement

1 ÚVOD

Standard Digital Video Broadcasting – Terrestrial (DVB-T), sloužící pro digitální terestrické TV vysílání, je postupně nahrazováno jeho novu generací DVB-T2 (2nd Generation DVB-T). DVB-T2, oproti DVB-T, je velmi flexibilní systém s mnohými systémovými parametry. Umožnuje lepší využití radiofrekvenčního (RF) spektra a přenos více TV programů v lepší kvalitě [1].

Technologie Long Term Evolution (LTE) je určená pro vysokorychlostní internet v mobilních sítích. Vznikla na základech systému Universal Mobile Telecommunications System (UMTS). Umožňuje poskytování mobilních služeb v downlink a uplink přenosových módech a při různých systémových nastaveních. V současné době je nejrozšířenějším standardem pro mobilní telefony na světě [2].

S rostoucím počtem uživatelů využívajících službu LTE je nutné rozšíření počtu RF pásem pro LTE, aby byly splněné podmínky pro rychlý přenos LTE služeb. V současnosti dochází k postupnému obsazení UHF pásem 700 MHz a 800 MHz, které momentálně ještě využívá DVB-T2 [3]. Ke koexistenci DVB-T2 a LTE systémů dochází hlavně v pásmu 800 MHz, kde se nachází pouze 1 MHz ochranného pásma (tzv. guard band – GB) zamezující přímému rušení systému DVB-T2 systémem LTE a naopak [1]. V tomto článku je prezentováno laboratorní měřící pracoviště a vhodná metodika měření pro zkoumání dané problematiky. Funkčnost navrhnuté koncepce je ověřená experimentálním měřením při různých systémových parametrech DVB-T2 a LTE. V měřící kaskádě se zapojují i set-top-boxy (STB) od různých výrobců, umožňující příjem DVB-T2 TV signálu, pro větší rozmanitost výsledků a účinnost měření v praxi.

2 KOEXISTENCE MEZI DVB-T2 A LTE V PÁSMU 800 MHZ

Ke koexistenci mezi systémy DVB-T2 a LTE dochází v pásmu 800 MHz, kde se tyto systémy nacházejí v sousedních kmitočtových pásmech (viz Obrázek 1a)). Ačkoli nedochází k částečnému překrytí obou RF signálů při normálních výkonových úrovních, stále hrozí vzájemná interakce obou systémů (viz Obrázek 1b)). K ovlivňování TV signálu a jeho výpadkům dochází pří vyšší intenzitě rušicího signálu LTE. Ochranné pásmo při větším rušicím signálu LTE zaniká a dochází k částečnému překrývání RF spekter. Kromě intenzity rušicího signálu LTE má důležitý vliv na rušení TV signálu i šířka pásma LTE, která může být od 1,4 až do 20 MHz [1], [2].





a) Využití 800 MHz pásma b) RF spektrum DVB-T2 a LTE **Obrázek 1:** Možná koexistence mezi DVB-T2 a LTE v RF pásmu 800 MHz

3 MĚŘÍCÍ PRACOVIŠTĚ PRO MĚŘENÍ KOEXISTENCE MEZI DVB-T2 A LTE

Blokové schéma laboratorního pracoviště pro měření koexistence systémů DVB-T2 a LTE je zobrazené na Obrázku 2. Kompletní RF signály DVB-T2 a LTE, na základě zvolených systémových parametrů, jsou vygenerovány v testovacích generátorech od Rohde & Schwarz (R&S) SFU a SMU 200A. Následně se oba RF signály spojí v slučovači. Směs RF signálů je pak rozdělena na 2 části. První směřuje do spektrálního analyzátorů FSQ (měření výkonu signálu v daném kanále) a druhá do R&S ETL TV analyzátoru a STB+TV, kde je možné posoudit degradace kvality TV signálu objektivně a subjektivně. Měření probíhá ve frekvenčním pásmu 786÷812 MHz. DVB-T2 TV signál se šířkou pásma 8 MHz je vysílán na frekvenci 786 MHz (60. kanál). Jsou testované 2 scénáře, první s parametry: OFDM mód 32K-Extended, Pilot pattern (PP) je PP2, ochranný interval 1/8, modulace 256QAM a kódový poměr 4/5. Druhý scénář se liší pouze v modulaci 64QAM (viz. Obrázek 3).

Rušicí LTE RF signál je vysílán v pásmu 791÷811 MHz a vysílací (střední) frekvence závisí na šířce pásma signálu. Mění se zde šířky pásem 1.4, 3, 5, 10, 15 a 20 MHz, v práci označené parametrem B_{LTE}. Je zvolen provozní mód Frequency Division Duplex (FDD), kódový poměr 1/3 (Turbo) a využívá se modulace QPSK.

V průběhu měření se mění úroveň rušicího signálu LTE až do doby, kdy dojede k výpadku vysílání na TV přijímači. U každého scénáře se experimentálně mění jeden nebo více parametrů (např. kódový poměr, či modulace). TV signál se přes STB (naladění a dekódování) zobrazuje na TV přijímači. V práci jsou použité STB od firem Emos (model EM180 HD) a Thomson (model THT712).



Obrázek 2: Blokové schéma zapojení přístrojů pro měření koexistence DVB-T2 a LTE

4 VÝSLEDKY EXPERIMENTÁLNÍHO MĚŘENÍ

Pro vyhodnocování odolnosti DVB-T2 signálu vůči rušicímu LTE je použit parametr carrier-tointerference ratio (C/I), kde C je úroveň signálu na vstupu DVB-T2 přijímače. V měření je použito C= -60 dBm [1]. Parametr I je úroveň rušicího signálu LTE. Ten je na začátku měření nastaven na -90 dBm a postupně se zvyšuje až do úrovně, dokud TV signál nevypadne. Měří se tedy hodnota I těsně před vypadnutím TV signálu. Poměr C/I se pak vypočte jako C/I [dB] = C [dBm] – I [dBm].

Výsledky experimentálního měření jsou zobrazeny na Obrázku 3. Z grafů lze vyčíst, že modulace QAM s méně stavy (64QAM) je odolnější vůči rušení signálem LTE než modulace 256QAM. Dále je v obou scénářích patrné, že úzkopásmové rušení má menší vliv na signál DVB-T2 než širokopásmové. STB se prezentují jako citlivější zařízení než ETL TV analyzátor a jsou schopné příjmu TV vysílání při větší intenzitě rušení LTE. Se zvyšujícím se B_{LTE} dochází k zmenšování rozdílu při výpadcích TV signálu mezi STB a analyzátorem.



Obrázek 3: Závislosti parametru C/I na šířce pásma LTE

5 ZÁVĚR

V tomto článku bylo prezentováno měřící pracoviště a metodika pro měření koexistence DVB-T2 a LTE v pásmu 800 MHz. Jejich správnost byla ověřená měřením různých scénářů. Výsledky měření prokazují, že může docházet k rušení mezi zmíněnými systémy i přes vložené ochranné pásmo. Na rušení TV signálu mají především vliv úroveň rušicího signálu LTE, jeho šířka, zvolený kódový poměr a modulace DVB-T2. Jednotlivé STB se mezi sebou liší citlivosti na rušicí LTE signál.

PODĚKOVÁNÍ

Tento příspěvek vznikl za podpory projektu MŠMT LTC18021 (FEWERCON) a interního grantu VUT FEKT-S-17-4426. Výzkum popsaný v této práci byl realizovaný v laboratořích podpořených projektem Centrum senzorických, informačních a komunikačních systémů (SIX); registrační číslo CZ.1.05/2.1.00/03.0072, operačního programu Výzkum a vývoj pro inovace.

- [1] Polak, L., Kresta, D., Milos, J., Kratochvil, T., Marsalek, R., "Coexistence of DVB-T2 and LTE in the 800 MHz Band: Analysis of DVB-T2 System Configurations," In *Proc. of IEEE Conf. BMSB 2018*, 2018, Valencia (Spain), pp. 1-4.
- [2] Polak, L., Milos, J., Kresta, D., Kratochvil, T., Marsalek, R., "LTE and DVB-T2 Networks in the First Digital Dividend Band in Europe: A Coexistence Study," In *Proc.* of 28th Int. Conf. Radioelektronika 2018. 2018, Praha (Czech Republic), pp. 1-4.
- [3] Rohde & Schwarz, "Coexistence Digital TV and LTE," 34 pages.

LABORATORY WORKPLACE FOR MEASURING PERFORMANCES OF DVB-T2/T2-LITE SYSTEMS

Dominik Krejčíř

Bachelor Degree Programme (3), FEEC BUT E-mail: xkrejc62@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Ladislav Polák

E-mail: Polakl@feec.vutbr.cz

Abstract: This paper presents a simple measurement setup to explore performances of DVB-T2/T2-Lite systems. The proposed concept is realized in a form of measurement workplace in laboratory conditions and an appropriate measurement methodology is adopted. It is possible to measure objective parameters of the DVB-T2/T2-Lite signal or evaluate its performance subjectively. Functionality of the proposed concept is verified by a set of experimental measurements.

Keywords: DVB-T2/T2-Lite, SISO, COFDM, FEC, přenosové scénáře, BER, MER

1 ÚVOD

Kvůli stále rostoucím požadavkům provozovatelů televizních služeb a také díky vyčerpání kmitočtového pásma bylo v 90. letech minulého století vytvořeno seskupení společností s názvem Digital Video Broadcasting (DVB) [1]. Podle možnosti vysílání TV signálu, DVB je reprezentován třemi hlavními standardy: pozemní (DVB-T/T2/T2-Lite), družicové (DVB-S/S2) a kabelové (DVB-C/C2). DVB-T2 je flexibilní systém s variabilním nastavením systémových parametrů [2]. Tento příspěvek představuje popis laboratorního měřícího pracoviště a metodiky pro měření vlastností systému DVB-T2 a jeho odlehčené verze T2-Lite (určena pro použití v mobilních zařízeních). Příspěvek taky obsahuje výsledky z experimentálního měření a jejich krátkou diskusi.

2 STANDARD DVB-T2 A T2-LITE

Standard DVB-T2 je druhou generací digitálního pozemního vysílání a není slučitelný s předchozím DVB-T standardem. Vyznačuje se zvýšenou kapacitou datového toku o 30% než u DVB-T. Využívá stávající domácí antény a vysílací sítě a má lepší podporu přenosových přijímačů [1]. Další změnou oproti DVB-T je zavedení více datových toků nazývající se Physical Layer Pipes (PLP). Jejich počet může teoreticky dosáhnout až 256 vrstev, které systém může přenášet současně a nezávisle na sobě. Pro komprimaci se využívá formát HEVC/H.265 High Efficienty Video Coding (HEVC), který bude využit i pro vysílání videa v rozlišení 4K [2]. DVB-T2, díky flexibilní variaci systémových parametrů [3], umožnuje lepší využití radiofrekvenčního (RF) spektra.

DVB-T2-Lite [2] je novější profil systému DVB-T2, který je určen pro mobilní vysílání TV služeb (příjem zejména v mobilních telefonech a tabletech). Maximální bitová rychlost je omezena na 4Mbit/s. Je navržen tak, aby se zmenšila spotřeba energie zpracování TV signálu v mobilních zařízeních. Z toho důvodu tzv. Forward Error Correction (FEC) rámec má velikost pouze 16 200 bitů. Pracuje na principu přenosového řetězce DVB-T2, ale jsou vyloučeny některé kombinace systémových parametrů [3]. Například, modulace 256QAM se nepoužívá s kódovými poměry 2/3 a 3/4. Naopak, byly přidány dva nové kódové poměry a to 1/3 a 2/5. Dále, použití tzv. cyklické konstelace s tímto typem modulace je nedoporučená. V T2-Lite nejsou zahrnuty ani tzv. Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) módy 32K a 1K. Také se nepoužívá vzor pilotních nosných (tzv. Pilot Pattern) PP8 [3].

2.1 MĚŘÍCÍ PRACOVIŠTĚ

V této práci je popsáno měřící pracoviště pro měření vlastností systémů DVB-T2/T2-Lite. Je navrženo tak, aby bylo možné měřit současně co nejvíce objektivních parametrů, např. tzv. Bit and Modulation Error Ratio (BER a MER). Navíc je možné hodnotit kvalitu TV signálu subjektivně pozorováním na TV přijímači. Blokové schéma navrženého laboratorního měřícího pracoviště znázorňuje Obrázek 1.



Obrázek 1: Měřící pracoviště pro měření DVB-T2/T2-Lite

Při měření jsou používány přístroje od společnosti Rohde & Schwarz (R&S). Pro generování TV signálu ve standardu DVB-T2 je použit R&S [®]SFU Broadcast Test System, který také obsahuje i modul pro emulaci různých přenosových podmínek pomocí kanálových modelů [3]. Dále je použit R&S ETL-TV Analyzátor, který slouží pro měření objektivních parametrů televizního signálu. Součástí pracoviště je atenuátor pro zesílení, nebo zeslabení vysílaného signálu. Pomocí Set-Top-Boxu (STB) se přijímá a zpracuje se signál DVB-T2, který je následně zobrazen na TV přijímači.

2.2 EXPERIMENTÁLNÍ MĚŘENÍ

Pro ověření funkčnosti měřícího pracoviště bylo provedeno experimentální měření pro tzv. fixed portable příjem [3]. Tento scénář předpokládá, že anténa pro příjem TV signálu je volně přenositelná a TV přijímač není v pohybu. Systémové parametry pro tento scénář uvádí Tabulka 1. Měření se uskutečnilo při uvažování třech přenosových podmínek. Gaussovský (AWGN) kanál předpokládá, že TV signál mezi přijímačem a vysílačem se šíří pouze přímou cestou. Riceův kanál (RC20) předpokládá, že vedle přímé cesty existují i odrazy signálu. Rayleighův kanál (RL20) modeluje situaci, kdy příjem TV signálu je možný jen pomocí odrazů [2]. Kanálové modely RC20 a RL20 se značí příslušnou zkratkou a číslem, které představuje počet nepřímých cest [2]. Při analýze TV signálu DVB-T2 se zaměřujeme zejména na měření objektivních parametrů *BER* (před a po LDPC kódování, označené jako *BER*₁ a *BER*₂) a *MER*, které jsou závislé na parametru tzv. Carrier-to-Noise ratio (*C/N*).

OFDM	16K
přenosový mód	extended
Rozptýlené nosné	PP3
GI interval	1/8
Modulace	64QAM
kódový poměr	1/2
Přenosová rychlost	13,1 Mbit/s

 Tabulka 1: Parametry DVB-T2 pro tzv. fixed portable příjem [3]

2.3 VÝSLEDKY EXPERIMENTÁLNÍHO MĚŘENÍ

Z výsledných grafických závislostí $BER_1=f(C/N)$ a $BER_2=f(C/N)$, které zobrazuje Obrázek 2 **Chyba! Nenalezen zdroj odkazů.**, je patrné, že nejlepší výsledky pro přenos TV signálu jsou dosažené v kanále typu AWGN. Je to způsobeno tím, že kanál AWGN předpokládá pouze přímou cestu mezi vysílačem a přijímačem. Hodnota pro tzv. QEF příjem ($BER_2 \le 1,10^{-7}$) [2] pro kanál AWGN je zajištěna při C/N = 10,2 dB. V případě kanálového modelu RC20 je nutné pro dosažení QEF hodnot zvýšit C/N zhruba o 1dB,



Obrázek 2: Závislost parametrů pro fixed portable příjem

Z toho vyplývá, že negativní vlivy způsobené odrazy jsou částečně kompenzovány přímou viditelností mezi vysílačem a přijímačem.

Z výsledků pro BER_1 a BER_2 je vidět, že nejnáročnější podmínky na přenos TV signálu představuje kanálový model RL20. V tomto případě podmínky pro QEF příjem byly splněné při C/N= 13,2dB. Důvodem je, že tento kanál modeluje případ, kdy není přímá viditelnost mezi přijímačem a vysílačem a na anténu jsou přijaty pouze odražené signály.

Závislost *MER* versus *C/N* zobrazuje Obrázek 2 b). Parametr *MER* popisuje vlastnosti tzv. přenosového spojení mezi vysílačem a přijímačem, zahrnuje veškeré chyby během přenosu [2]. Vyjadřuje s v jednotkách dB a jeho vyšší číslo znamená méně rušený TV signál. Hodnoty *MER* potvrdily, že Rayleighův kanál představuje nejvyšší nároky na vysílání TV signálu.

3 ZÁVĚR

V tomto článku je prezentováno měřící pracoviště pro měření vlastností DVB-T2/T2-Lite. Navržené měřící pracoviště bylo experimentálně vyzkoušeno zatím jen pro DVB-T2. Měření bylo následně vyhodnoceno a krátce diskutováno. V další části práce budou proměřeny další scénáře. Jednotlivé výsledky budou mezi sebou porovnány a vyhodnoceny.

PODĚKOVÁNÍ

Tento příspěvek vznikl z podpory interního grantu VUT FEKT-S-17-4426. Výzkum popsaný v této práci byl realizovaný v laboratořích podpořených projektem Centrum senzorických, informačních a komunikačních systémů (SIX); registrační číslo CZ.1.05/2.1.00/03.0072, operačního programu Výzkum a vývoj pro inovace.

- [1] LEGÍŇ, M. *Televizní technika DVB-T*. Praha: BEN technická literatura, 2006. ISBN 80-7300-204-3.
- [2] FISHER, W. Digital Video and Audio Broadcasting Technology, Heidelberg: Springer-Verlag, 2008, ISBN 978-3-540-76357-4.
- [3] ITU-R, Frequency and network planning aspects of DVB-T2, Report ITU-R BT.2254-11 2013.
[4] STROUHAL, A. *Simulace RF přenosového kanálu pro DVB-T2*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií. Ústav radioelektroniky, 2011. 70s. Diplomová práce. Vedoucí práce: Ing. Ladislav Polák.

RADAR ANTENNA DIAGNOSTIC MODULE

Petr Pacner

Bachelor Degree Programme 3, FEEC BUT E-mail: xpacne01@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Michal Kubíček E-mail: kubicek@feec.vutbr.cz

Abstract: Faults in the electrical wiring can cause fatal problems in particular application. Therefore various Fault Detection, Isolation and Recovery techniques have been developed, able to detect these faults.

Such Defects may occure on a coaxial cable lines in radar systems between transmitter (receiver) and antenna. The aim of this paper is to present simulations of sequence time-domain reflectometry method. The results indicate suitability of this method for transmission lines terminated with radar antenna and capability of reliable soft faults detection (short and open circuit).

Keywords: Electrical Wiring, Reflectometry, Coaxial Cable, Antenna, M-Sequence, Correlation, LFSR, FDI, BIT

1 ÚVOD

Posun v technologiích návrhu systémů vede ke zvyšování jejich komplexity. To je často příčinou i zvýšení nespolehlivosti a výskytu chyb během provozu. Nesprávný běh zařízení může mít někdy až katastrofální následky. Přesnost a včasné užití metod pro detekci a identifikaci poruch, Fault Detection, Isolation (FDI), má výrazný vliv na cenu, bezpečnost, kvalitu, zvýšení spolehlivosti a ekologickou stopu systému.

Dnes jsou do mnoha systémů implementované tzv. vestavěné zkoušky, Build In Test (BIT), využívající metody FDI k řešení provozních závad. S vývojem nových snímacích zařízení a signálových procesorů vznikají více propracované BIT sloužící k detekci, identifikaci a zobrazení poruch, které nastanou během provozu dané aplikace [1].

2 CHYBY NA VEDENÍ A METODY DETEKCE

Jedna z příčin vzniklých chyb v systému jsou poruchy vedení v elektroinstalaci, tedy chyby v napájecích rozvodech mezi systémovými bloky nebo u různých signálových, datových a komunikačních spojů (sběrnice, napájecí vedení antény). K poškození vedení může velice snadno dojít v prostředí s proměnlivými klimatickými podmínkami, nebo v okolí zdrojů mechanického chvění a kmitání, které způsobí poškození izolace vodičů, průnik vlhkosti do vedení nebo náhodně spojí dva neizolované kabely atd.

Tyto chyby mají různý charakter odezvy podle typu signálu na vedení. Na tomto principu je postavena metoda reflektometrie. Ta využívá odrazu vyslaných vln na rozhraní dvou impedančně rozdílných prostředí. Jakým způsobem se vlna odrazí závisí na činiteli odrazu [2]. Metod vycházejících z reflektometrie je velké množství, mající různé výhody a nevýhody. Pro realizaci diagnostického modulu byla zvolena metoda sekvenční časové reflektometrie (STDR), která je stručně charakterizována v další kapitole. Ta byla vybrána z hlediska velké odolnosti proti okolnímu rušení a možnosti implementace v již dostupných zařízeních (FPGA a MCU) umístěných na cílové platformě (radaru) [4].

3 PRINCIP METODY STDR

Tato metoda vychází z časové reflektometrie [2] a vykazuje velmi dobré vlastnosti z hlediska snadné implementace do digitálního systému, odolnosti proti šumu, včetně toho, že při vhodném nastavení nemusí ovlivňovat komunikaci na vedení, tudíž může pracovat za provozu zařízení.

Principem této metody je vysílání signálu s rozprostřeným spektrem. Ten prochází vedením a podobně jako u metody TDR bude odražený signál invertovaný, pokud se někde na vedení nachází zkrat. V případě rozpojení se signál vrátí s nezměněnou fází. Tento signál je po příchodu korelován s vyslaným signálem. Poloha korelačních špiček s uvážením rychlosti šíření vlny na vedení indikuje vzdálenost k diskontinuitě [3].

3.1 CHARAKTER ODRAZŮ

Každá odezva na diskontinuitu má svůj tvar jak v časové, tak frekvenční doméně. Pro tuto aplikaci bylo proto nutné nejprve provést simulace odrazů od zakončení vedení zkratem, rozpojením nebo anténou. Byl proto vytvořen simulační model předpokládané koncepce modulu. Ten je složen z části generující pseudonáhodnou sekvenci s pásmovou propustí na výstupu, bloku reprezentující vodič, číslicového převodníku a korelátoru. V modelu je možné měnit podmínky jako je úroveň šumu pro-



Obrázek 1: Charakter odrazu m-sekvence na vedení podle druhu použitého zakončení.

středí, nebo typ zakončovací impedance, a parametry definující vlastnosti číslicového převodníku a generované sekvence. Podle modelu lze pak odhadnout vhodný hardware pro praktickou realizaci. Na Obrázku 1 jsou zobrazeny výsledky simulací odrazu testovacího signálu od vybraných diskontinuit včetně teoretické velikosti korelační špičky v dané vzdálenosti.

Graf vznikl korelací vyslané a přijaté m-sekvence (princip je blíže popsán v [3]). Při zakončení vedení

zkratem dojde při odrazu k inverzi m-sekvence, proto je tedy korelační špička záporně orientovaná. Naopak při zakončení vedení nekonečnou impedancí se polarita signálu nezmění, proto je špička korelace kladná. U antény je tvar odraženého signálu komplexnější, korelační špička zasahuje jak do kladných tak záporných hodnot. Simulace byla prováděna při úrovni SNR 10 dB, vzorkovacím kmitočtu 125 Ms/s, a rozlišení číslicového převodníku 14 bitů, s šířkou pásma výstupního filtru generátoru 50 MHz. Toto nastavení odpovídá budoucí hardwarové koncepci modulu.



Obrázek 2: Odraz vyslané m-sekvence pro různé nastavení parametrů.

Ověření teoretických předpokladů chování a vlastností při odrazu od antény bylo provedeno měření na laboratorních přístrojích ovládaných skripty, které data také vyhodnocovaly. U této soustavy bylo možné využít vyšší bitové rychlosti m-sekvencí, neboť šířka pásma výstupního filtru generátoru a osciloskopu byla asi čtyřikrát vyšší než šířka pásma A/D a D/A převodníku v cílové platformě. Na základě těchto měření byl vytvořen graf na Obrázku 2 zobrazující anténu umístěnou na střeše budovy vzdálenou od vysílače m-sekvencí 50 metrů. Ta byla měřena pro dvě bitové rychlosti. Horní obrázek je měřen s délkou m-sekvence 10-bitů při rychlosti 400 Mbit/s a amplitudě signálu 500 mV. Druhý graf odpovídá m-sekvenci s délkou 11 bitů, sníženou bitovou rychlostí na 20 Mbit/s a deset krát nižší amplitudou referenčního signálu.

Na prvním obrázku je možné pozorovat vliv délky m-sekvence, kdy je šířka špiček užší, tudíž lze přesněji odhadnout pozici antény. Došlo zde však k menšímu odrazu od antény vlivem nízkého činitele odrazu na daných kmitočtech, proto je odražený signál více utlumený než v případě nižší bitové rychlosti.

4 ZÁVĚR

Vybraná metoda se jeví jako velmi flexibilní v užití a implementaci. Může být realizována na poměrně levném hardwaru s tím, že pro zpřesnění odečtu vzdálenosti k poruše, můžeme použít pokročilé interpolační metody. Ty již byly v rámci simulací otestovány. Bez použití interpolačních metod by cílový hardware umožňoval dosáhnout rozlišení ve vzdálenosti přibližně 1 m. Při využití interpolačních metod je možné zvýšit přesnost na desítky centimetrů.

Z hlediska minimální vzdálenosti k první diskontinuitě a rozlišitelnosti dvojice blízkých diskontinuit na vedení je klíčovým parametrem systému šířka pásma vysílaného signálu. Pro lepší rozlišení je potřebná velká šířka pásma výstupního filtru generátoru m-sekvence a také velká symbolová rychlost generované sekvence. Zlepšování těchto parametrů ale vede ke zvyšování nároků na cílovou platformu a v praxi je tak nezbytné zvolit vhodný kompromis. Vytvořený simulační model umožňuje snadno nalézt optimální nastavení těchto parametrů pro konkrétní vybranou aplikaci.

Další vývoj v této aplikaci bude pokračovat v oblasti hardwarové implementace, kdy bude vytvořen design s generátorem pseudonáhodných m-sekvencí a číslicovým převodníkem, který bude dále posílat data do interního uložiště v cílové platformě, kde budou zpracována a vyhodnocena vestavěným procesorem.

PODĚKOVÁNÍ

Rád bych poděkoval vedoucímu práce panu Ing. Michalu Kubíčkovi Ph.D. za odborné vedení, konzultace, trpělivost a podnětné návrhy a připomínky k práci.Dále jsem velmi vděčen za podporu, kterou mi poskytla firma ERA a.s., v jejiž spolupráci byla práce vedena, a jejím zaměstnancům zejména Ing. Radku Baladovi za velice přínosné rady a návrhy.

REFERENCE

- [1] A. Palmer, Kyle and T. Hale, William and Han, Lu and A. Jacobson, Clas and Bollas, George. (2016). Built-in Test Design for Fault Detection and Isolation in an Aircraft Environmental Control System**This work was sponsored by the United Technologies Corporation Institute for Advanced Systems Engineering (UTC-IASE) of the University of Connecticut. Any opinions expressed herein are those of the authors and do not represent those of the sponsor. IFAC-PapersOnLine. 49. 7-12. 10.1016/j.ifacol.2016.07.208.
- [2] BRYANT, G. H. Principles of microwave measurements. Revised edition. London: P. Peregrinus Ltd. on behalf of the Institution of Electrical Engineers, [1993]. IEE electrical measurement series, 5. ISBN 0863412963.
- [3] P. Smith, C. Furse and J. Gunther, Analysis of spread spectrum time domain reflectometry for wire fault location, in IEEE Sensors Journal, vol. 5, no. 6, pp. 1469-1478, Dec. 2005. doi: 10.1109/JSEN.2005.858964. Dostupné z: http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=1532290&isnumber=32684>
- [4] Furse, C & Chung Chung, You & Lo, Chet & Pendayala, Praveen. (2006). A critical comparison of reflectometry methods for location of wiring faults. Smart Structures and Systems. 2. 10.12989/sss.2006.2.1.025.

Bakalářské projekty

Kybernetika a automatizace

SHORT DISTANCE THERMAL CAMERA FOR OVERHEAT DETECTION

Martin Radvanský

Bachelor Degree Programme (2), FEEC BUT E-mail: xradva01@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Martin Radvanský E-mail: martin.radvansky@vsb.cz

Abstract: During the development or repairing of electronic devices, we often meet problems with overheated components on the printed circuit board. For identification of overheating components, we usually use a thermal camera. The main aim of this project is to develop an inexpensive thermal camera for hobby usage.

Keywords: Thermal camera, PCB, overheating, Raspberry PI

1 ÚVOD

Při opravách elektronických zařízení, zejména v případě, že nejsou k dispozici schémata, může být důležitým vodítkem k odhalení poruchy teplota jednotlivých komponentů na desce plošných spojů. V amatérských podmínkách lze jednotlivé komponenty zkusit dotekem, případně sondou pro měření teploty, kterou jsou vybaveny lepší multimetry. Taková metoda "pokus - omyl"je zdlouhavá. Nejlepším, ale hodně drahým řešením je použití termo kamery, která je schopna ukázat tepelné poměry na desce plošných spojů. Cena takového zařízení je pro amaterské potřeby dost vysoká. Proto vznikl tento projekt, jehož cílem je vytvoření relativně levné termokamery pro použití v amatérských podmínkách, využívající běžně dostupné díly a technologie.

2 NÁVRH TERMOKAMERY

Amatérské konstrukce termokamery jsou na internetu lehce k dohledání, což je způsobeno snadnou dostupností nejdůležitější součástky celé konstrukce, kterou tvoří bezdotykový snímač teploty. Publi-kovaná zařízení používají dva základní přístupy:

- Bodový bezdotykový IR sensor teploty se servo mechanismem pro změnu polohy [1].
- Termální sensor s bodovou mřížkou 8×8 nebo 32×24 bodů [2].

V rámci tohoto projektu je vytvořeno zařízení využívající sensoru MLX90640 [3] s rozlišením 32×24 bodů, které je schopno poskytnout termální obraz plošného spoje s dostatečnou rozlišovací schopností (při výrobcem udávané chybě ± 2 °C) pro domácí dílnu.

2.1 BLOKOVÉ SCHÉMA ZAŘÍZENÍ

Zařízení je navrženo jako přenosné ruční nářadí. Blokové schéma je zobrazeno na obrázku 1. Centrálním prvkem zařízení je termální snímač MLX90640 a řídící mikropočítač Raspberry Pi Zero W [4]. K mikropočítači je dále připojen TFT LCD displej 1,8" s rozlišením 160×128 bodů pro zobrazování tepelného obrazu skenovaného plošného spoje. Navrhovaná termokamera je dále doplněna o klasickou kameru pro vytváření fotek, TOF dálkoměrem, obvody pro nabíjení a řízení Li-Ion baterie velikosti 18650, přisvětlováním fotografované scény, hodinovým obvodem a obvody pro sledování stavu baterie. Pro komunikaci s okolím je využito možnosti zapnout bezdrátový WiFi hotspot a stáhnout si uložené obrázky do počítače. Nabíjení baterie je řešeno pomocí modulu, který odpovídá za ochranu proti přepětí při nabíjení (> 4,28 V), vybití pod přípustnou mez (2,5 V) a obsahuje proudovou pojistku (> 3 A). Dobíjení se provádí přes mini USB konektor a běžně dostupné nabíječky pro telefony s napětím 5 V.



Obrázek 1: Blokové schéma termokamery

Průměrná hodnota proudu tekoucího zařízením se pohybuje kolem 350 mA, v případě zapnutého přisvětlování a WiFi hotspotu se dostává až k 500 mA. Použitá Li-Ion baterie o kapacitě 2200 mAh je tak schopna poskytnout napájení po dobu až 1,5 h provozu, což je pro amatérské potřeby dostatečné.

Zařízení je umístěno v plastovém pouzdře, které bylo celé navrženo a vytisknuto na 3D tiskárně. Plošný spoj byl vyroben v Číně a následně ručně osazen SMD součástkami tvořícími především pomocné obvody a propojení mezi jednotlivými komponentami systému.

2.2 SOFTWARE TERMOKAMERY

Software termokamery je napsán v jazyku PYTHON a je automaticky spuštěn po zapnutí napájení. Uživatelské prostředí je vzhledem k malému displeji omezeno na nezbytně nutné minimum a umožňuje uživateli termokamery pouze nastavení hodnoty emisivity, zapnutí a vypnutí WiFi přístupového bodu. Na displeji kamery se zobrazuje termosnímek a informace o nejmenší a největší teplotě, kterou kamera snímá. Kamera zobrazuje také informaci o teplotě ve středu snímané oblasti. Ovládání kamery se provádí pomocí tlačítek na horní části přístroje. Termokamera si udržuje aktuální čas v bateriově napájeném RTC obvodu, který je aktualizován po připojení do sítě.

Samotný systém kamery využívá několik knihoven. Jedná se zejména o knihovnu PyGame pro výstup na TFT displej, který je prováděn pomocí přesměrování na framebuffer, mapující TFT displej připojený k Rasppberry Pi pomocí sběrnice SPI. Pro zpracování obrazu, zejména jeho zvětšování, správu barev a ukládání obrázků do souborů je využito knihovny OpenCV. Pro komunikaci s termálním sensorem je použito sériové sběrnice a komunikace se zbytkem periférií je řešena sběrnicí I²C. Vývoj software byl prováděn přes vzdálený přístup s využítím prostředí PyCharm IDE.

2.3 SROVNÁNÍ ZÍSKANÝCH TERMOSNÍMKŮ

Pro porovnání výsledků zobrazení termálního obrazu plošného spoje byla použita jako referenční ruční termokamera HT02 [5], prodávaná v čínských obchodech za cenu kolem 6000,- Kč a s rozlišením 60×60 bodů. Pro porovnání bylo použito desky plošného spoje ze staršího bezdrátového přístupového bodu. Vzhledem k velikosti a kvalitě displeje, jsou u termokamer porovnávány termosnímky z uložených souborů pořízené ve stejném čase.





Obrázek 2: Referenční termosnímek

Obrázek 3: Termosnímek z termokamery

3 ZÁVĚR

V tomto projektu byla vytvořena termokamera pro orientační zobrazení součástek se zvýšenou teplotou na desce plošného spoje. Celková cena projektu se pohybuje kolem 2500 Kč, což sice není částka malá, ale podstatně nižší než v případě komerčních produktů. Z porovnání mezi vytvořenou a referenční termokamerou vyplývá, že navržená termokamera je schopna zobrazit problémová místa na plošném spoji téměř se stejnou kvalitou. Rozdíly v obrázcích plynou zejména z použití levnějšího snímače, který má více než 2 krát menší rozlišení než referenční produkt.

Dalším rozšířením tohoto projektu je doplnění o možnost prolínání obrazu termokamery a připojené kamery, případně vytvoření mobilní aplikace pro správu obsahu termokamery.

REFERENCE

- [1] DIY Thermal Camera *Hackday.IO* [online]. 2019 [cit. 2019 03-10]. Dostupné z: https://hackaday.io/project/20394-diy-thermal-camera
- [2] LCIRIC Low Cost Infrared Imaging Camera. *Hackday.IO* [online]. 2019 [cit. 2019-03-10]. Dostupné z: https://hackaday.io/project/11358-lciric-low-cost-infrared-imaging-camera
- [3] Far infrared thermal sensor array (32x24 RES) *Melexis Inspired Engineering* [online]. 2019 [cit. 2018-03-10]. Dostupné z: https://www.melexis.com/en/product/MLX90640/Far-Infrared-Thermal-Sensor-Array
- [4] Raspberry Pi Zero W. *Raspberry Pi* [online]. 2019 [cit. 2019-03-10]. Dostupné z: https://www.raspberrypi.org/products/raspberry-pi-zero-w/
- [5] HT-02 Infrared thermal imaging *Dongguan Xintai Instruments Co., Ltd.* [online]. Oregon, 2019 [cit. 2019-03-10]. Dostupné z: http://www.hti-meter.com/EN/html/product_view_274.html

USER INTERFACE FOR EXPERT SYSTEM NPS

Lukáš Kořínek

Bachelor Degree Programme (3), FEEC BUT E-mail: xkorin12@stud.feec.vutbr.cz

> Supervised by: Václav Jirsík E-mail: jirsik@feec.vutbr.cz

Abstract:

This paper is about design and implementation of an expert system user interface based on web technologies. Concerned system is a universal rule-based diagnostic expert system called NPS, which has been developed at FEEC BUT.

The interface has been created as a bilingual web application based on modern technologies, which might bring the opportunity to reach variety of devices and a broad user audience. It also enhances the system with means of user authorization, history browsing, user management, knowledge management and more.

Resulting web application runs on faculty's infrastructure and is undergoing active testing by both physical users and automated tests.

Keywords: Expert system, NPS, Knowledge, Web, Client - Server

1 ÚVOD

Expertní systémy jsou počítačové programy, nástroje umělé inteligence, které za pomocí vhodně zakódovaných znalostí převzatých od expertů pomáhají řešit složité úlohy a asistují při rozhodovacích procesech. Expertem rozumíme odborníka (znalce) na danou problematiku. Narozdíl od jiných užívaných nástrojů jako jsou neuronové sítě, pracují expertní systémy na vyšší úrovni znalostní hierarchie, tedy se znalostmi. Tyto znalosti jsou v systému čitelně, explicitně a modulárně vyjádřeny v podobě tzv. báze znalostí. Mezi charakteristické rysy expertních systémů patří užití heuristiky, práce s neurčitostí i schopnost rozhodování se na základě neúplných vstupních dat. Obecně jsou expertní systémy používány tam, kde neexistuje algoritmické řešení a je nutné provést určitou formu usuzování.

NPS je diagnostický systém a jeho cílem je pro daná vstupní data (pozorované příznaky či měřené veličiny) najít co nejpravděpodobnější hypotézy (příčiny problému vedoucí k jeho řešení). Práce se systémem probíhá v režimu konzultace. Uživateli jsou pokládány otázky, jeho odpovědi upravují vnitřní model a dochází ke změnám pravděpodobnostních hodnot jednotlivých hypotéz. Systém NPS je univerzální a může být použit pro řešení problémů z mnoha různých oblastí.

Diagnostické expertní systémy nacházejí své uplatnění v medicíně, chemii, geologii, obchodu, matematice, při diagnostice poruch průmyslových zařízení a v dalších oblastech. Existují systémy pro vyhledávání ložisek nerostů, diagnostiku infekčních krevních onemocnění, symbolická řešení matematických úloh a jiné.

Webové provedení uživatelského rozhraní zpřístupňuje systém NPS širokému okruhu uživatelů. Systém je dostupný kdekoliv a kdykoliv. Dá se použít z mobilního telefonu, tabletu i počítače.

2 VÝSLEDNÉ WEBOVÉ ROZHRANÍ

Webové rozhraní systému NPS je dostupné na webové adrese http://www.stud.feec.vutbr.cz/~xkorin12/nps/.

Uživatel systému se zaregistruje, přihlásí, vybere si požadovanou bázi znalostí ze seznamu a spustí se mu konzultace. Po jejím ukončení si může opět prohlédnout zodpovězené dotazy i hypotézy a vytisknout si protokol o konzultaci. Pokud uživatel nemá zájem se do systému ihned registrovat, může si aplikaci vyzkoušet na některé z vyčleněných demonstračních bází znalostí. Podoba webového rozhraní je k nahlédnutí na obrázku 1 níže.

Otázka: 5 ZPĚT VPŘED	U	ONČIT KONZULTAC	I			0
Chcete bez ohledu na jiné vlastnosti upřednostnit odrůdy odolnější	k plísni bra	amborové ?		95 _b .	BORKA	_
Určitě ano				95 _b .	KURAS	
Spíše ano				95 _{b.}	SIBU	
Snad ano				95 _{b.}	APOLENA	
Nevím				91 b.	PANDA	
Snad ne				01	PRODUCEN	
Spíše ne				91ь.		-
Určitě ne				91 b.	KRUMLOV	_
				88b.	TáBOR	

Obrázek 1: Vedení konzultace ve webovém rozhraní NPS.

Rozhraní disponuje následujícími uživatelskými funkcemi:

- změna jazyka (rozhraní je provedeno v češtině a angličtině),
- registrace a aktivace účtu,
- přihlášení a obnova zapomenutého hesla,
- výběr požadované báze znalostí či její verze,
- vedení konzultace a prohlížení hypotéz,
- detail dokončené konzultace,
- tisk protokolu o konzultaci,
- procházení historie konzultací,
- nahlášení problému a dotaz přes kontaktní formulář (zpětná vazba),
- přiřazování rolí uživatelů (administrativní sekce)
- přiřazování přístupů k bázím znalostí (administrativní sekce)
- režim ukázky (pro vyzkoušení aplikace)

3 TECHNICKÉ ŘEŠENÍ

Řešení se skládá ze tří hlavních, implementačně oddělených subkomponent. Těmito subkomponentami jsou: jádro expertního systému (npscore), serverová aplikace (npsbackend) a klientská aplikace (npsfrontend). Dále se řešení opírá o služby HTTP serveru (Apache httpd), databázového serveru (MySQL) a mailového SMTP serveru. Vývoj probíhá za podpory verzovacího systému Git hostovaného na serveru https://bitbucket.org. Systém je doplněn i o zdroj bází znalostí, který je také realizován jako Git repozitář. Blokové schéma komponent řešení je na obrázku 2.



Obrázek 2: Schéma řešení webového rozhraní a NPS.

Použité nástroje, jazyky a technologie:

C++ - jazyk pro tvorbu výpočetně náročných aplikací,

Cmake, make, g++ - nástroje pro kompilaci C++ programů,

Composer a Webpack Encore - nástroje pro správu závislostí (externích knihoven),

Doctrine ORM - knihovna mapující objekty jazyka PHP na databázové struktury,

JavaScript - skriptovací jazyk pro webové prohlížeče (tvorba klientských aplikací),

JWT - JSON Web Token, šifrované tokeny pro autorizaci uživatelů,

MVC - Model-View-Controller, architektura tvorby webových aplikací,

PHP - jazyk pro tvorbu serverových aplikací,

PHPUnit - knihovna pro testování PHP aplikací,

REST API - standard komunikace mezi webovými službami,

SCSS - preprocesor kaskádových stylů pro webové stránky,

Symfony framework - framework pro tvorbu PHP aplikací založených na MVC,

Twitter Bootstrap 4 - sada hotových kaskádových stylů pro webové stránky,

Vue.js - framework pro tvorbu aplikací v jazyce JavaScript

Vytvoření systému spočívalo ve:

- 1. vytvoření serverové (backendové) aplikace, jež slouží jako komunikační uzel mezi jednotlivými subkomponentami a obsahuje bussiness logiku aplikace (PHP, Symfony framework, Doctrine ORM, MVC, REST API, JWT, composer),
- 2. vytvoření klientské (frontendové) aplikace, přes kterou uživatel s expertním systémem pracuje (JavaScript, Vue.js, SCSS, Twitter Bootstrap 4, Webpack Encore),
- 3. úpravě jádra expertního systému NPSCore a jeho přeložení pro systém Linux (C++, cmake, make, g++/gcc),
- 4. vytvoření automatických testů a jejich nasazení na cloudový server jednotkové testy, integrační testy, funkcionální testy (PHPUnit, cloudový server CircleCI),
- 5. přípravě serverové infrastruktury a vytvoření nasazovacího skriptu pro umožnění opakovatelného nasazení nejnovější verze aplikace na server (skripty pro unixový terminál bash)

4 ZÁVĚR

Uživatelské rozhraní pro systém NPS je dostupné na fakultním studentském serveru. Je založeno na moderních technologiích a za cíl si klade jak intuitivní ovládání, tak i dostupnost na chytrých zařízeních. Provedení ve formě webové aplikace umožňuje další rozvoj systému a jeho širší využití.

Rozhraní umožňuje uživateli vést konzultace s expertním systémem NPS bez ohledu na místo a čas. Mimo to však disponuje i funkcemi pro autentizaci a autorizaci uživatelů, ukládání historie konzultací, správu uživatelů, správu a verzování znalostí, vedení záznamů (logů) a dalšími.

Technické řešení je rozděleno na klientskou část, serverovou část a modifikované jádro expertního systému. Každá z těchto částí je založena na jiné sadě technologií a nástrojů, vhodně vybraných ke svému účelu.

Své uplatnění systém NPS nalezne ve firemní sféře pro řešení reálných technických problémů a také na akademické půdě k výukovým účelům. Řešení je nyní aktivně testováno studenty, kteří přes uživatelské rozhraní ladí nové demonstrační báze znalostí.

REFERENCE

- [1] *JIRSÍK, Václav. Moderní prostředky v automatizaci prezentace.* Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2018.
- [2] KOŘÍNEK, Lukáš. Uživatelské rozhraní pro expertní systém. Brno, 2019. Dostupné také z: https://www.vutbr.cz/studenti/zav-prace/detail/115118. Semestrální práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav automatizace a měřicí techniky. Vedoucí práce Václav Jirsík.
- [3] *KRECHLER, Michal. Diagnostický expertní systém.* Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2017. 73s. Vedoucí práce: doc. Ing. Václav Jirsík, CSc.

ARTICULATED VEHICLE KINEMATICS

Matej Roman

Bachelor Degree Programme 3, FEEC VUT E-mail: xzidom00@stud.feec.vutbr.cz

> Supervised by: Lukáš Pohl E-mail: pohl@feec.vutbr.cz

Abstract: The goal of this paper, is to create an articulated vehicle kinematics model in the Matlab Simulink program, to find equations of state of this system and implement them in the Simulink environment, and to simulate and demonstrate movement of the articulated vehicle on simple examples, typical for driving in reverse. In this paper, the articulated vehicle's kinematics will be described without taking its dynamics into account.

Keywords: articulated vehicle, kinematics model, off-axle hitching

1 ÚVOD

Tento článok sa zaoberá kinematikou súpravy vozidla s prívesom. Jeho matematický model bude popísaný v kapitole 2 a pomocou simulácie v kapitole 3 bude overená jeho funkčnosť. Model sa môže použiť napríklad na návrh riadenia pre parkovacieho asistenta. V dnešnej dobe je parkovací asistent súčasť ou výbavy u väčšiny automobilov. Tento klasický asistent nám nepomôže zaparkovať s prívesným vozíkom. Dôvodom je obtiažna manévrovatelnosť pri cúvaní a stáva sa veľmi náročnou úlohou pre neskúsených šoférov. Na trhu je možnosť si zaobstarať automobil s parkovacím asistentom napríklad od firmy Volkswagen, ktorý dokáže asistovať aj pri cúvaní s prívesom.

2 MODEL VOZIDLA S PRÍVESOM

Model bude obsahovať jedno vozidlo a jeden príves ako je vidieť na obrázku 1. Vozidlo má dĺžku L_1 a príves dĺžku L_2 . Spojené sú v jednom bode. Bod úchopu je od osi zadných kolies vozidla vzdialený o dĺžku *h*. Riadenie má dve vstupné veličiny - uhol natočenia predného kolesa α a rýchlosť vozidla *v*.

2.1 STAVOVÉ ROVNICE

Použité stavové veličiny sú označené $q = [x_p \ y_p \ \theta_2 \ \varphi]^T$. Premenná β je prepočítaný riadiaci uhol α .

Stavové rovnice pre kinematiku vozidla s prívesom [1]:

$$\dot{x_p} = v \cos \theta 2 \tag{1}$$

$$\dot{y_p} = v \sin \theta 2 \tag{2}$$

$$\dot{\theta 2} = \frac{v \tan{(\varphi + \beta)}}{L2}$$
(3)

$$\dot{\varphi} = -\nu \left(\frac{\tan\left(\varphi + \beta\right)}{L^2} + \left(\cos\varphi + \sin\varphi\tan(\varphi + \beta)\right)\frac{\tan\beta}{h}\right) \tag{4}$$



Obrázek 1: Model vozidla s prívesom

Prepočet uhla α na uhol β :

$$\beta = -\arctan\left(\frac{h}{L1}\tan\alpha\right) \tag{5}$$

3 SIMULÁCIA

Stavové rovnice sú implementované v protredí Matlab Simulink, kde je možné model simulovať a otestovať jeho funkčnosť. Na vykreslovanie modelu som použil S-funkciu. Simulácia prebieha tak, že si uživateľ volí rýchlosť a riadiaci uhol. Rýchlosť je možné meniť pomocou slidera *Steering Velocity*, ktorý je v rozsahu od <-2.0 2.0> pričom záporná hodnota označuje cúvanie. Uhol natočenia je možné meniť pomocou slidera *Steering Angle*. Ten je približne v rozsahu -40 až 40 stupňov. Dĺžka vozidla je zvolená $L_1 = 12$, dĺžka prívesu $L_2 = 10$ a dĺžka úchopu h = 4.

Okrem manuálneho ovládania je možnosť zapnút automatické riadenie, ktoré nastaví uhol φ na požadovanú hodnotu φ_w . Použitý je PI regulátor, pričom požadovaná hodnota je obmedzená a môže mať len tri stavy: 0, -40 alebo 40 stupňov. V režime automatického riadenia nie je možné manuálne meniť riadiaci uhol α , len rýchlosť vozidla. Uhol α sa pri zápornej rýchlosti v < 0 riadi vzť ahom:

$$\alpha(t) = K_r \cdot (\varphi_w(t) - \varphi(t)) + K_i \cdot \int_0^t (\varphi_w(t) - \varphi(t)) dt$$
(6)

V prípade v>0 musí mať vzťah 6 opačné znamienko. Zvolené konštanty pri simulácii sú $K_r = 5$ a $K_i = 0.5$.

Na obrázku číslo 2 sú grafy veličín súpravy pri cúvaní s požadovanou hodnotou $\varphi_w = 0,7$ rad. Po dobu 4 s sa nastaví rýchlosť v=-2,5 a požadovaná hodnota φ_w . Podľa grafu z obrázku č. 2 je vidieť, že riadiaci uhol α má po spustení najprv maximálnu hodnotu 0.8 rad. Príves sa za vozidlom správne zalomí a uhol α postupne prechádza k záporným (opačným) hodnotám, kým uhol φ medzi vozidlom a prívesom nedosiahne požadovanú hodnotu.



Obrázek 2: Priebehy veličín uhlov α a ϕ

Na obrázku číslo 3 je ukážka parkovania vozidla s prívesom. Pri simulácií je využívané jak manuálne tak automatické riadenie. Na obrázku vpravo je tiež možné vidieť rozhranie pre automatické riadenie. Stačí zapnúť tlačítko s nápisom *Regulator*. Pomocou *right, straight a left* je možné zmeniť uhol φ . Na obrázku číslo 4 je priebeh simulácie podĺžneho parkovania.



Obrázek 3: Simulácia vozidla s prívesom



Obrázek 4: Pozdĺžne parkovanie

4 ZÁVER

V tomto článku som ukázal jednu z možností modelovania kinematiky súpravy vozidla s prívesom. Stavové rovnice modelu sú implementované v prostredí Matlab Simulink. Výstupom je vykreslovanie pozície vozidla s prívesom pomocou S-funkcie. Do modelu je pridaná možnosť automatického riadenia uhlu medzi vozidlom a prívesom. V tejto práci som neoveroval stabilitu modelu pri riadení. Podľ a výsledkov simulácie na obrázkoch 3 až 4 sa model chová podľ a očakávania.

REFERENCE

- PLAMEN PETROV. Nonlinear backward tracking control of an articulated mobile robot with offaxle hitching. *RECENT ADVANCES in SIGNAL PROCESSING, ROBOTICS and AUTOMATION*, pages 269–273, 2010.
- [2] Kosuke Kaida1 Tatsuya Yoshimoto1. Backward path following control of an articulated vehicle. *Proceedings of the 2013 IEEE/SICE International Symposium on System Integration*, pages 48– 49, dec 2013.
- [3] Masami Saeki. Path following control of articulated vehicle by backward driving. *Proceedings* of the 2002 IEEE International Conference on Control Applications, pages 421–423, sep 2002.
- [4] JOHAN NILSSON SHANT ABRAHAM. Trailer parking assist (tpa). Master's thesis, CHAL-MERS UNIVERSITY OF TECHNOLOGY, Gothenburg, Sweden, 2013, 2013.
- [5] Mitsuji Sampei. Arbitrary path tracking control of articulated vehicles using nonlinear control theory. *IEEE TRANSACTIONS ON CONTROL SYSTEMS TECHNOLOGY*, 3(1):125–131, mar 1995.
- [6] J. MICHAEL FITZPATRICK and ÁKOS LÉDECZI. *COMPUTER PROGRAMMING WITH MATLAB*, 1st revised pdf edition, jun 2015.

SMALL CNC CUTTING MACHINE

Juraj Golej

Bachelor Degree Programme (3), FEEC BUT E-mail: xgolej00@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Petr Petyovský

E-mail: petyovsky@feec.vutbr.cz

Abstract: This paper deals with design and realization of a large format 2D CNC machine for cutting thin soft materials, especially the cardboard. It includes design, build and revive individual parts of mechanic construction, control electronics and main control program, which processes the input data from external medium (PC or SD card). Important properties are large working area and high speed of movement.

Keywords: CNC, drag knife, stepper motor control, SD card, AVR, ARM, TB6600, V-slot

1 ÚVOD

Rezanie kartónu sa v súčasnej dobe rieši dvomi spôsobmi, vysekávaním a rezaním. Pri vysekávaní sa kartónová doska pretlačí cez valec so šablónou, ktorý z nej vysekne požadovaný tvar. Táto metóda sa používa pri veľkosériovej výrobe. U malosériovej, kusovej a prototypovej výrobe sa používajú veľkoformátové 2D CNC zariadenia, ktoré pomocou vhodného pohybu noža vyrežú požadovaný tvar. V tejto práci sa budem venovať práve rezacej metóde. Finálny výsledok bude kompletná mechanická konštrukcia s riadiacou elektronikou a softvérom. Pri návrhu budem dbať na jednoduchosť, modulárnosť, rýchlu diagnostiku chýb a bezpečnosť pri práci.

2 MECHANICKÁ KONŠTRUKCIA

Základ konštrukcie tvoria hliníkové stavebnicové profily V-slot [1], ktoré majú špeciálne upravené drážky do tvaru písmena V. V nich sa následne valia kolieska prichytené na pohyblivú časť konštrukcie. Výhoda takéhoto riešenia je v zlúčení nosnej konštrukcie a lineárneho vedenia do jedného veľmi modulárneho a jednoduchého riešenia, ktoré sa v súčasnej dobe začína hojne rozširovať s príchodom lacných 3D tlačiarní.

Podstava rezačky je tvorená už spomínanými profilmi V-slot, medzi ktorými je vložená drevená doska o rozmere 1000x1000 mm spolu s korkovou doskou, ktorá tvorí mäkký podklad pre rezací nôž (kapitola 2.1). Po bočných profiloch sa pohybujú bočnice vypálené z duralovej dosky o hrúbke 6 mm, ktoré spolu s ďalším V-slot profilom a samotným nástrojom tvoria konštrukciu portálu (osa X). Po portáli sa pohybuje jazdec (osa Y), na ktorom je umiestnený pracovný nástroj (osa Z).

2.1 KONŠTRUKCIA NÁSTROJA

Ako rezací nástroj som si vybral vlečný nôž (drag knife). Je to špeciálny typ rezacieho noža, ktorý nemá otáčanie riadené motorom. Uloženie takéhoto noža musí byť úplne voľné, najlepšie v guľôč-kových ložiskách. Princíp činnosti je podobný, ako pri koliesku kancelárskej stoličky. Os rotácie a os rezu musia byť od seba vzdialené o určitú vzdialenosť, v mojom prípade 8 mm. Čepeľ noža bude v tom prípade unášaná a natáčaná samotným pohybom hlavy CNC zariadenia po reznej trajektórií. Svoju konštrukciu som rozšíril o meranie prítlaku tenzometrickými snímačmi a meraním uhlu nato-čenia optickým inkrementálnym snímačom. Údaje zo snímačov sú spracované mikrokontrolérom ATtiny4313 a posielané po linke RS232 do hlavnej riadiacej jednotky.

2.2 REALIZÁCIA POSUNU

Na prevod rotačného pohybu motorov na lineárny som si na osu X a Y zvolil posuv pomocou remeňa a na osu Z som použil trapézovú skrutku, ktorá má jemnejšie polohovanie oproti remeňom.

Pre pohon všetkých osí sú použité hybridné krokové motory rady Nema 23. Statický krútiaci moment sa pri tomto type motoru pohybuje od 0,5 Nm do 3 Nm, čo je dostatočný výkonový rozsah pre môj návrh CNC rezačky. Krokové motory boli zvolené z dôvodu relatívne jednoduchého ovládania (riadenie v otvorenej slučke) a nízkej ceny. Aby som zamedzil strate kroku momentovým preťažením, musel som vypočítať minimálny krútiaci moment pre každý motor. Ako základ výpočtu som použil rovnicu (1).

$$M_m = (M_S + M_D) \cdot S_f \qquad [Nm] \tag{1}$$

Minimálny krútiaci moment M_m krokového motora vypočítam ako súčet statického momentu M_S [Nm] a dynamického momentu M_D [Nm], vynásobený bezrozmerným bezpečnostným faktorom S_f [-]. Statický moment je potrebný na prekonanie trecích síl medzi kolieskami a drážkou resp. medzi skrutkou a maticou. K nemu je započítaný aj odpor noža pri rezaní. Dynamický moment je závislý na požadovanom maximálnom zrýchlení. Keďže nedokážem číselne vypočítať všetky silové pôsobenia v sústave tak sa výsledný moment násobí bezpečnostným faktorom S_f , ktorého veľkosť je väčšia ako 1. Vzhľadom na rozsah tohto príspevku nebudem uvádzať kompletné výpočty. Vo výsledku som zvolil motor od firmy OMC-StepperOnline s kódovým označením 23HS22-3008D [2] so statickým krútiacim momentom 1,26 Nm pri započítaní bezpečnostného faktoru veľkosti 2. Je použitý na všetky osi.



Obrázok 1: Mechanická konštrukcia rezačky

3 RIADIACA ELEKTRONIKA

Moja základná myšlienka návrhu riadiacej elektroniky bola tá, že počítač nebude riadiť krokové motory a ostatné periférie, ani nebude spracovávať snímané signály, ako to bolo zvykom pri starších typoch zariadení, ktoré sa riadili cez LPT port. Túto činnosť bude vykonávať mikrokontrolér typu ARM Cortex M7 s označením ATSAME70Q21 [3] od firmy Microchip. Vybral som ho hlavne z dôvodu jeho vysokej výpočtovej výkonnosti (CPU môže byť taktované až na 300 MHz), veľkým počtom I/O a integráciou Floating Point Unit (FPU). S výhodou som pri realizácií tejto práce využil kit SAME70-XPLD, kde je zvolený mikrokontrolér osadený.

Ako ovládač krokového motoru som zvolil populárny čip TB6600HG [4] od firmy TOSHIBA, ktorý dokáže dodať maximálny prúd až 4,5A a môže rozdeliť jeden krok až na 16 častí. Na jednej DPS sa okrem tohto čipu nachádzajú aj pomocné obvody, a to konkrétne ochranna proti prepólovaniu,

ochrana proti vysokému napätiu, manuálne nastavenie mikrokrokovania a elektrického prúdu, galvanické oddelenie I/O signálov, automatické zníženie prúdu pri nečinnosti a spúšťanie ventilátora pri prekročení nastavenej teploty. Celkovo sú použité štyri rovnaké ovládače, ktoré sú zasunuté do prepojovacej dosky. Z nej vedie jeden plochý kábel priamo do riadiacej jednotky.

Ako koncové snímače som použil mechanické spínače typu SPDT od firmy Omron s označením V-152-1C25. Aby som čo najviac obmedzil elektromagnetické rušenie sú všetky vonkajšie vodiče tienené a pracujú s napäťovú úrovňou 12V. Na vstupnej doske sa potom táto hodnota prevádza na 3,3V úroveň pomocou optočlenov.

Manuálne riadenie pozostáva z klávesnice zapojenej ako matica 4x4, joystiku pre plynulé manuálne ovládanie pohybu a grafického monochromatického LCD displeja s rozlíšením 128x64 pixelov komunikujúcim cez rozhranie SPI.

Celá elektronika je napájaná zo spínaného zdroja S-400-36 od firmy OMC-StepperOnline s výstupným napätím 36V a výkonom 400W. Bloková schéma elektroniky sa nachádza na obrázku 2.



Obrázok 2: Bloková schéma riadiacej elektroniky

4 ŠTRUKTÚRA PROGRAMU

Celý firmware je napísaný vo vývojovom prostredí Atmel Studio 7. Ako programovací jazyk som si zvolil C. Zo začiatku som sa pokúšal používať framework od Microchipu s názvom Atmel START. Konfigurácia periférií, mapovanie pinov ako aj nastavenie hodinových signálov prebieha cez webové rozhranie s následnou generáciou projektu do Atmel Studia. Postupom času som ale narazil na limity spôsobené jeho vysokou univerzálnosťou (napr. pri periférií čítača/časovača dokázal nakonfigurovať len jeden kanál z troch nezávislých, podobne aj pri PWM periférií). Preto som sa rozhodol si napísať svoje vlastné knižnice pre prácu s jednotlivými potrebnými perifériami. Základná štruktúra programu pre mikrokontrolér sa nachádza na obrázku 3.

Najnižšiu vrstvu tvoria dva bloky, ktoré medzi sebou veľmi úzko súvisia, a to oscilátory a generátory hodinových signálov pre MCU. V prípade oscilátorov sa jedná o funkcie pre nastavenie základných oscilačných kmitočtov, ako je Slow clock (32 kHz), Main clock a PLL. Tieto kmitočty sú použite ako vstup na vytvorenie hodín pre MCU, periférie, zbernice atď. O tie sa starajú funkcie z bloku Clocks.

Prostrednú vrstvu tvoria takzvané ovládače pre prácu s jednotlivými perifériami. Každá periféria má svoje riadiace, stavové a dátové registre, ku ktorým som vytvoril interface. Hlavný program už môže priamo pracovať s takýmto ovládačom.

Pre komplexnejšie bloky, napr. LCD, ktorý potrebuje na svoje fungovanie ovládače pre SPI a časovač (medzi inštrukciami musí byť 72 us medzera), je určená aplikačná vrstva. Tá v sebe zapuzdruje viacero ovládačov periférií a vytvára k ním svoj vlastný interface (u LCD sú to funkcie ako lcd clear(), lcd goto(row, column), lcd showImage() apod.).

V hlavnom programe sa po spustení vykoná inicializácia hodinových signálov, konfigurácia pinov a ovládačov a následne sa začne vykonávať samotný program.



Obrázok 3: Základná štruktúra programu

5 ZÁVER

Tento príspevok stručne zhrňuje prácu na CNC rezacom zariadení. Na začiatku som navrhol a zostrojil mechanickú konštrukciu. Snažil som sa použiť čo najviac normalizovaných častí, aby som nemusel dávať vyrábať zložité súčiastky firmám, čo by značne navýšilo rozpočet. Menej namáhané alebo na mieru navrhnuté časti sú vytlačené na 3D tlačiarni. Nasledoval návrh elektroniky, kde som sa z väčšej časti venoval ovládaču krokového motora, ktorý ako jediný má dvojvrstvovú profesionálne vyrobenú DPS. Pri ostatných moduloch sú použité jednovrstvové DPS, ktoré som si vyrábal sám. V čase písania tohto článku sa venujem tvorbe programu pre mikrokontrolér. Väčšinu ovládačov pre periférie mám napísaných, ako aj písanie na LCD displej a získavanie dát z klávesnice. Momentálne sa venujem spracovaniu vstupných dát a tvorbu interpolačných kriviek pre pohyb nástroja.

REFERENCIE

- [1] *V-Slot* [online]. Rat Rig, c2017 [cit. 2019-03-05]. Dostupné z: http://www.ratrig.com/aluminium-profiles/vslot.html
- [2] *Katalógový list: Motor 23HS22-3008D* [online]. [cit. 2019-03-05]. Dostupné z: https://www.omc-stepperonline.com/download/23HS22-3008D.pdf
- [3] Katalógový list: SAM E70/S70/V70/V71 Family [online]. Microchip Technology, c2019 [cit. 2019-03-05]. Dostupné z: http://ww1.microchip.com/downloads/en/Device-Doc/SAM% 20E70S70V70V71-Family% 20-% 2060001527D.pdf
- [4] Katalógový list: TB6600HG [online]. Toshiba Corporation, 2016 [cit. 2019-03-05]. Dostupné z: https://toshiba.semicon-storage.com/info/docget.jsp?did=14683&prod-Name=TB6600HG

AUTOMATED AEROPONICS SYSTEM

Martin Šimek

Bachelor (3), FEEC BUT E-mail: xsimek29@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Jakub Arm

E-mail: xarmja00@stud.feec.vutbr.cz

Abstract: This thesis is focused on aeroponic system problems and automation. One of the main features of the system is automatic regulation of pH and EC of the nutrient solution which will be achieved by dispensing fertilizers and acids/alcalis with peristaltic pumps. Growing area of the system will feature automatic regulation of temperature and humidity. Regulation of temperature will be provided by heating element which is controlled by embedded system. Regulation of humidity will be provided by ultrasonic fogger. The aim of this thesis is to build a functioning model of aeroponic system which will be able to sustain ideal growing conditions with minimal human interference.

Keywords: Aeroponic, Automation, pH, EC

1 ÚVOD

V dnešní době existuje již mnoho způsobů pěstování rostlin a jedním z nich je aeroponie. Tento způsob pěstování je specifický tím, že nepoužívá žádné pěstební médium a výživa rostliny je zprostředkována pomocí aerosolu obsahujícího směs vody a vhodných hnojiv. Kořenová část rostliny je tedy volně umístěna v uzavřené části systému, kde je pomocí rozprašovacích trysek vytvářena mlha obsahující živiny.

Při pěstování rostlin v aeroponickém systému je kladen největší důraz na udržování ideálních hodnot parametrů pěstebního roztoku, z kterého je následně vytvářen aerosol. Mezi tyto parametry bezpochyby patří pH, konduktivita (EC) a teplota. Tyto parametry je zapotřebí neustále kontrolovat a upravovat, jelikož jejich vychýlení z přípustných hodnot by mohlo znamenat úhyn nebo poškození rostlin. Z těchto důvodů je tedy vhodné celý proces kontroly a úpravy hodnot parametrů automatizovat. Tím bude jednak ušetřen čas pěstitele, jednak bude docíleno ideálních hodnot parametrů téměř v každém časovém okamžiku.

2 AEROPONIE

U aeroponie rozeznáváme dva základní druhy pěstebních systému:

- TAG (True Aerosol Growing)
- Pseudo-Aero

V případě TAG se jedná o systém, kde je aerosol tvořen kapičkami o průměru zhruba 60 mikronů [1]. Takový aerosol je obvykle vytvářen vysokotlakým rozprašováním nebo použitím ultrazvukových mlhovačů. U Pseudo-Aero systému je obvykle použito rozprašování pomocí nízkotlakého čerpadla, čímž se průměr kapiček oproti TAG systému mnohonásobně zvětší, s čímž také souvisí horší vstřebávání živného roztoku. U komerčních pěstebních systémů se většinou setkáváme s pseudo-aeroponií.

2.1 ZHODNOCENÍ AEROPONIE

Pěstování rostlin v aeroponickém systému se všeobecně řadí mezi složitější metody. Hlavní výhody a nevýhody toho systému jsou následující:

Výhody:

- Menší spotřeba hnojiv a vody oproti běžným metodám
- Rychlejší a stabilnější růst rostlin
- Šetrnější k životnímu prostředí
- Jednoduchá manipulace se systémem
- Možnost udržování ideálních hodnot parametrů pěstebního roztoku

3 AUTOMATIZOVANÝ SYSTÉM

Nevýhody:

- Cena systému
- Údržba systému
- Napájení prvků systému (čerpadlo, elektromagnetické ventily atd.)

Automatizovaný aeroponický systém má primárně sloužit k vegetativnímu rozmnožování rostlin, zejména pro roubovance odrůd melounů. Z tohoto hlediska byly stanoveny požadavky pro udržení ideálních podmínek roubovance, mezi které se řadí 100% vzdušná vlhkost a konstantní teplota.

3.1 POPIS FUNKCE SYSTÉMU

Dle základních požadavků na aeroponický systém byl sestaven návrh systému, který je znázorněný na obrázku 2. Hlavní rozvod živin je tvořen pomocí větvě obsahující membránové čerpadlo (P₁) a elektromagnetické ventily EV2 a EV3. Ventil EV2 slouží pro přívod pěstebního roztoku k rozprašovacím tryskám a ventil EV3 je určen pro promíchání roztoku po přidání hnojiv nebo kyseliny/zásady v rámci regulace EC a pH. V nádobě s pěstebním roztokem je umístěn senzor hodnot pH, snímač elektrické konduktivity (EC) a senzor teploty T₃. Na základě údajů z těchto senzorů probíhá ovládání peristaltických čerpadel (P₃, P₄, P₅), které dávkují hnojiva nebo kyselinu/zásadu. Množství dávkovaných kapalin je snímáno průtokovými čidly (C₁, C₂, C₃). Na základě údajů z plovákových spínačů (PS₁, PS₂) bude spouštěno čerpadlo P₂, které do pěstebního roztoku dopouští čistou vodu. Za pomocí logického stavu plovákového spínače PS₃ bude ovládán ventil EV1, který dorovná úroveň hladiny vody. Vytápění pěstební části systému bude zprostředkováno pomocí topného členu (TC) a ventilátoru (F₂). O zvýšení vzdušné vlhkosti se bude starat ultrazvukový mlhovač (UM) v kombinaci s ventilátorem F₁. Uvnitř i vně pěstebního prostoru bude snímána teplota (čidla T₁, T₂) a relativní vzdušná vlhkost (čidla V₁, V₂). V případě, že by byla pěstební část systému zkonstruována z neprůsvitného materiálu, bude přidáno i osvětlení (OS).



Obrázek 1: Technologické schéma

3.2 KOMUNIKACE V RÁMCI SYSTÉMU

Jako hlavní řídicí jednotka systému byl zvolen mikropočítač Raspberry Pi 3. Ovládání a nastavování systému je zprostředkováno pomocí obrazovky komunikující po protokolu SPI. Regulátor EC a pH je realizován jako samostatná jednotka, jejíž řízení probíhá pomocí Arduina Mega 2560. Regulátor si s hlavní řídicí jednotkou předává data pomocí protokolu I²C. Hodnoty z analogových senzorů pH a EC jsou převáděny 18bitovým A/D převodníkem, který komunikuje primárně s regulátorem (Arduino Mega 2560). K měření teploty a relativní vzdušné vlhkosti jsou použity digitální čidla využívající komunikační protokol ONEWIRE.



Obrázek 2: Blokové komunikační schéma

4 DOSAŽENÉ A PLÁNOVANÉ CÍLE

V následujících bodech je shrnutý aktuální stav praktické realizace systému:

Dosažené cíle:

- Kompletní zhotovení konstrukční části systému (včetně topení a zvlhčovací jednotky)
- Funkční regulátor EC a pH (včetně návrhu a odzkoušení EC sondy)
- Část grafického uživatelského rozhraní

Plánované cíle:

- Návrh regulátoru teploty pomocí přechodové charakteristiky systému
- Regulace vzdušné vlhkosti
- Komunikace hlavní řídicí jednotky s regulátorem pH a EC
- Odladění funkce systému

5 ZÁVĚR

Aeroponie je v dnešní době spolu s hydroponií jedna z nejprogresivnějších a nejúčinnějších metod pěstování. Bohužel kvůli malé konkurenci prodejců těchto systému je jejich cena poměrně vysoká a spolu s vysokými požadavky na údržbu systému se pěstitelé uchylují raději k běžným pěstebním metodám. Díky automatizaci těchto pěstebních systému jsou sníženy nároky na jejich údržbu, čímž je ušetřena práce i čas pěstitele, díky čemuž by mohl veřejný zájem o tyto systémy vrůst. Řídicí jednotku by bylo vhodné doplnit o komunikaci s webovým serverem, který by prováděl sběř a ukládání naměřených dat ze senzorů.

REFERENCE

[1] Aeroponics|Hydroponics feed[online]. [cit. 14. 03. 2018]. Dostupné z: https://hydroponicfeed.wordpress.com/tag/aeroponics/

INDUSTRY 4.0 TESTBED AUTONOMOUS ''ICE CRUSHER CELL

Lukáš Horák

Bachelor Degree Programme (3), FEEC BUT

E-mail: xhorak67@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Jan Pásek

E-mail: pasek@feec.vutbr.cz

Abstract: This article describes design and creating an autonomous cell called "ice crusher" designed to be used as a part of Industry 4.0 testbed. The testbed is supposed to simulate a small factory and is used to demonstrate parts of Industry 4.0. The main task was to design the mechanical part of the cell and equip it with sensors. In the first part of the article is to describe the mechanical part that is designed in NX software. In the next part suitable electronics is selected. The electronics was selected so that it provides safe and reliable cell control, while being as simple and cheap as possible. The control unit fot the cell is PLC 1200 and as for visualisation a HMI touch panel made by Siemens was chosen. The control unit was programmed using LAD and SCL languages.

Keywords: CELL, PLC, BARTENDER, INDUSTRY 4.0, CRUSHER

1 ÚVOD

Tato práce vznikla jako část projektu, který má demonstrovat využití a principy průmyslu 4.0. Tato iniciativa bývá také označována jako čtvrtá průmyslová revoluce, pod kterou si lze představit současný trend digitalizace, automatizace a v tomto případě usnadnění často opakujících se procesů.¹ Celý projekt by pak měl představovat malou výrobní továrnu, kde pomocí rozložení výroby do malých opakujících se procesů, lze jednoduše požadavek vykonat co nejpřesněji a nejrychleji.² Tento článek se bude zabývat jednou z výrobních buněk, a to buňkou s názvem "drtič ledu".

2 NÁVRH A KONSTRUKCE

Samostatná konstrukce buňky se skládá z hliníkových profilů, které mají rozměr 30x30x270/500. Na zadní straně buňky je rozvaděč se všemi elektrickými prvky, které budou potřeba pro chod buňky, pro připojení elektrického napětí je na buňce umístěn konektor Han10.

Mechanický návrh buňky byl vytvořen pomocí programu NX od firmy Siemens. V NX lze řešit návrh, simulace, výpočty, analýzy a mnoho dalšího co se týká 3D modelování. Jednotlivé části buňky byly navrženy a následně spojeny v sestavě, kde byla provedena kontrola návaznosti jednotlivých dílů, které byly následně vytištěny na 3D tiskárně.⁴ Celý návrh buňky se skládá z 6 jednotlivých částí: násypka na led, středový panel, drtič, spodní svod ledu, držák skleničky a držák motoru. Nejdůležitější části návrhu následně krátce popíšu.

2.1 NÁSYPKA NA LED

Násypka je tvořena ze dvou vrstev, návrh byl proveden na základě požadavku pevnosti a tepelné izolace. Vytisknutá násypka má dostatečnou tloušťku, aby splňovala požadovanou pevnost a do ní bude vložena násypka stejného tvaru, ale bude vytvořena z nerezy.

2.2 PANEL

Středový panel je součást, která spojuje většinu zbylých dílů k sobě, seshora je na něm umístěna násypka, ze spodu je do něj připevněn samostatný drtič a držák motoru. Uprostřed je otvor na pro-

pojení násypky a drtiče ledu. Panel je vytvořen ze 2 symetrických částí, tyto části jsou spojeny ve středu. Celý panel má dostatečnou pevnost a nosnost.

2.3 DRTIČ LEDU

Součást drtič ledu je nejdůležitější, a proto na něj byl při návrh kladen důraz hlavně na bezpečnost. Stěna, která ohraničuje celý drtič je dostatečně pevná, aby při drcení nedošlo k prasknutí a případné možnosti vystřelení ledu mimo drtič. Jednotlivá drtící kladiva jsou nasunuta na hranaté ose, která je umístěna mezi dvě ložiska. Přesah osy je pomocí pružné spojky spojen s hřídelí motoru.



Obr. 1 Výsledný návrh celé buňky

3 ELEKTRONIKA

3.1 ULTRAZVUKOVÝ SENZOR

Ke snímání obsahu ledu v násypce byl zvolen ultrazvukový senzor HC-SR04, na základě doby mezi vysláním a přijmutím echa je dopočtena vzdálenost ledu od senzoru a následně dopočtena úroveň ledu v násypce, informace o obsahu ledu v násypce bude zobrazen na majáku nebo na HMI panelu.

Pro práci s ultrazvukovým senzorem bude využit mikrokontroler arduino od firmy Atmel, pomocí kterého bude spočtena vzdálenost senzoru od ledu. Vypočtená vzdálenost v cm, se převede na frekvenci podle jednoduchého přepočtu (vzdálenost*100+1000). Pak vzdálenost 0 cm odpovídá 1 kHz a další 1 cm zvedá frekvenci o 0,1 kHz (10 cm = 2 kHz). Následně frekvenci vygenerujeme pomocí funkce Tone na zvolený výstupní pin. Vygenerovaný signál převedeme na logickou úroveň, tak aby PLC detekovalo log. 1. Vyhodnocením frekvence signálu na vstupním pinu PLC dostáváme potřebnou hodnotu vzdálenosti.⁵



Obr. 2 Blokový diagram procesu – snímání obsahu ledu v násypce + vyhodnocovací blok v PLC

3.2 TENZOMETR

Kolik ledu má buňka do přiložené skleničky nadrtit, vyčte z NFC čipu, který je umístěn na spodní straně skleničky, ta bude umístněná na ohybovém nosníku pomocí, kterého bude snímána váha ledu ve skleničce. Po nadrcení požadované váhy ledu, bude drtič ledu zastaven. Vážení skleničky lze také využít jako vstupní kontrolu, např. zda sklenička do buňky přišla prázdná. Tenzometrická váha byla zvolena z důvodu jednoduchosti zpracování výstupního signálu a ceny.

Signál z ohybového nosníku s tenzometrem bude přiveden na zesilovač, který signál zesílí na jednotky V, výstup ze zesilovače bude připojen na analogový vstup PLC. Následně bude v PLC vytvořen blok na přepočet vstupního napětí na odpovídající váhu skleničky s ledem.

3.3 Motor

K drcení ledu byl vybrán motor na základě požadovaného momentu. Ten byl zjištěn experimentálně pomocí kuchyňské váhy, drtiče a ramene připevněného k ose drtiče. Drtič byl naplněn ledem a působením síly ramene proti kuchyňské váze, byla v momentu rozdrcení ledu zaznamenána váha 6 kg. Z váhy byl zjištěn požadovaný moment motoru 6 Nm. Byl vybrán motor ze stěračů osobního automobilu, hlavně díky jeho parametrům v oblasti momentu.

Motor je připevněn ke středovému panelu a s osou je spojen pomocí pružné spojky z důvodu možného vychýlení osy a hřídele motoru. Motor bude spínán pomocí 24 V relátka, které bude možno v případě nutnosti odepnout STOP tlačítkem.

3.4 PLC A HMI

Celý chod buňky bude řídit PLC 1200 od firmy Siemens. K přehlednému informování a řízení buňky bude sloužit vizualizace na HMI touch panel. Program bude psán pomocí LAD a SCL jazyka, jednotlivé procesy budou naprogramovány jako samostatné bloky a následně všechny budou volány při splnění požadovaných podmínek v hlavním procesu. Vizualizace bude obsahovat více obrazovek, které budou sloužit pro manuální a automatický chod, údržbu a přihlášení.

3.5 ROZVADĚČ

Na zadní straně buňky je sestaven rozvaděč, ve kterém se nacházejí relátka pro spínání motoru a signalizaci připojeného napětí, dále stykač, kterým jsou vedena silová napětí a v případě potřeby je pomocí STOP tlačítka lze odepnout. Na Buňce je také připevněn signalizační majáček, který bude signalizovat stav buňky v případě čekání, odpojení od silového napětí, chodu nebo při docházení ledu. Také se zde nachází switch, do kterého jsou připojeny všechny potřebné řídící prvky. Barevné značení vodičů v buňce nedopovídá normě ČSN EN. Zvolené barvy pro signály lze najít v obr. 3 Blokové schéma zapojení.



Obr. 3 Blokové schéma zapojení

4 ZÁVĚR

Obsahem tohoto článku je popis návrhu jedné z autonomních buněk pro testbed, jejím úkolem je drtit led, dokud nebude splněna požadovaná váha, která je vyčtena z NFC čipu umístěného na dně skleničky. Návrh buňky je vytištěn na 3D tiskárně a po seskládání byl vložen do hliníkové konstrukce. Buňka byla osazena senzory, které jsou popsány v kapitole 3. Elektronika. Pomocí jazyku LAD a SCL bude vytvořen program, který bude celou buňku řídit a přizpůsobovat výrobní proces buňky na základě požadavků. Po synchronizaci celého testbedu bude možnost na základě vstupního výběru, očekávat na výstupu svůj zvolený drink.

REFERENCE

- [1] Průmysl 4.0: prvky průmyslu 4.0 [online]. [cit. 2019-03-05]. Dostupné z: https://www.siemens.cz/prumysl40/
- [2] Testbed: základní informace k projektu [online]. [cit. 2019-03-05]. Dostupné z: http://vlada.pl/
- [3] RIPKA, Pavel, Stanislav ĎAĎO, Marcel KREIDEL a Jiří NOVÁK. Senzory a snímače. ČVUT v Praze, Fakulta elektronická, 2005
- [4] NX: software NX [online]. [cit. 2019-03-05]. Dostupné z: <u>https://www.t-plm.cz/cs/portfolio/cad-cam/siemens-nx/</u>
- [5] Arduino Tone: [online]. [cit. 2019-03-05]. Dostupné z: https://www.arduino.cc/reference/en/language/functions/advanced-io/tone/

RETROFIT OF MILING MACHINE

Jan Krejčí

Bachelor Programme (3), FEEC BUT E-mail: xkrejc60@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Zdeněk Bradáč

E-mail: bradac@feec.vutbr.cz

Abstract: This thesis deals with rebuild of manual milling machine BF20L into CNC milling machine and control using PLC. All axes are powered by stepper motors and controled by Beckhoff equipment and industrial computer C6015-0010. For digital control is used TwinCAT3 software and structured text as a standart PLC language.

Keywords: milling machine, CNC, PLC, TwinCAT3

1 ÚVOD

Tato práce se zabývá přestavěním manuální vrtačkofrézky BF20L na CNC frézku a její řízení pomocí PLC. Všechny osy jsou poháněny krokovými motory připojenými do speciálních řídících karet od společnosti Beckhoff. Softwarové řízení je provedeno pomocí programu TwinCAT 3, a průmyslového počítače C6015-0010.

2 POPSÁNÍ PRÁCE

Tato informativní práce je nadále popsána ve třech kapitolách, kde v první části je popsané mechanické přestavění manuální frézky na CNC frézku a úskalí s tím spojené. Druhá část je věnována mechanické části z hlediska zapojení rozvaděče a všech možných komponent. Třetí a poslední část pojednává o programovém řešení digitální řízení, kde je možno jak manuální řízení pomocí PLC, tak i automatické ovládání pomocí G-kódu.

2.1 MECHANICKÁ KONSTRUKCE

Manuální vrtačkofrézka BF20L Vario je klasická tříosá frézka, kdy při pohledu zepředu je posuv doprava a doleva označován jako pohyb po ose X, posuv dopředu a dozadu je označován jako pohyb po ose Y a vertikální posuv, tedy posuv nahoru a dolu se značí pohybem po ose Z. Pro manuální ovládání frézky má každá osa jednu vlastní kličku a osa X má kličky dvě.

Při přestavění manuálního řízení na digitální byla použita speciální sada součástek v podobě jakéhosi "kitu" na přestavbu frézky od firmy moobasi, který samotné ruční ovládání neodstraní, ale naopak ovládání jednotlivých os vylepší. Každou osu je tedy možné ovládat jak manuálně, tak i programově. Montování jednotlivých pouzder na jednotlivé osy proběhlo v rámci možností celkem snadně, až na osu Y kde se objednaná sada nedařila nainstalovat. Vše se nakonec za pomoci zdatného vedoucího povedlo, za což mu dlužím velký dík.

Samotné mechanické pohyby jednotlivých os digitálního řízení jsou prováděny krokovými motory. Krokový motor je složen jako většina motorů ze statoru a rotoru. K jeho ovládání je použito postupné spínání jednotlivých cívek statoru. Běžné krokové motory mají dnes krok o velikosti 1,8° na otáčku, což odpovídá přibližně počtu 50 zubům rotoru a 4 fázím. Pro přesnější pohyb lze použít i mikrokrokování. Z důvodů absence enkodérů u motorů je možná ztráta kroku v závislosti na druhu frézovaného materiálu a proto je nutné volit rychlost chodu programu.[1]

2.2 ZAPOJENÍ ROZVADĚČE

Celé zařízení běží na průmyslovém počítači C6015-0010 od společnosti Beckhoff, který používá pro real-time komunikaci protokol EtherCAT. Tento protokol byl vyvinut stejnojmennou firmou a v poslední době se stal rozšířenou technologií pro komunikaci typu Master-Slave mezi řídicími systémy a distribuovaným zařízením. Ohromnou výhodu je vysoká přesnost synchronizace a krátké časy cyklů.[2][3]

Průmyslový počítač je propojen s couplerem, na který jsou napojeny již jednotlivé ovládací karty. Je zde připojena jedna karta na vstupní signály s názvem EL1008, dále karta výstupů s označením EL2008 a tři karty EL7041 přímo pro ovládání jednotlivých krokových motorů. Zdroj rozvaděče je napájen 230V/AC, který následně rozvádí po celém rozvaděči 24V stejnosměrného napětí.[2]

Všechny vstupní a výstupní komponenty jsou vedeny přes svorkovnice, kvůli přehlednosti a také pro případ přetržení. Pro lepší případ popisu jsou zde přiloženy obrázky rozvaděče a to pohled zvenku (vlevo) i zevnitř (vpravo).





Obrázek 1: Pohled na rozvaděč

Z pohledu do rozvaděče je zřejmé, že v levé horní části se nachází zdroj, v pravé horní části je průmyslový počítač, který je přes koaxiální kabel připojen k řídícím kartám. Pro detailnější náhled je přiloženo schéma rozvaděče. Všechny silové vodiče jsou označeny červenou barvou, nulové modrou a signálové (24V) fialovou barvou.

Z čelní strany se nachází vypínač napájení, kontrolka stavu os a erroru (nahoře). Na spodní části čelní strany se nachází přepínání manuálního a automatického ovládání a jednotlivé tlačítka pro pohyb jednotlivých os oběma směry. Střed dvířek je prázdný z důvodu možné budoucí montáže do-tykového panelu. Celý rozvaděč ještě není kompletně hotový, chybí zde popisy a pár úprav.

2.3 PROGRAMOVÉ ŘEŠENÍ

Celé programové řešení běží na softwaru TwinCAT 3. Prostředí tohoto programu je integrováno ve VisualStudiu pro lepší přehled. Běží na Windows operační systému, dalo by se říct, že běží i současně. Například při nastavení sdíleného jádra procesoru nebo dokonce i izolaci samotného jádra TwinCATu, lze ve vlastním počítači vytvořit fiktivní PLC.

Při prvním spuštění je zapotřebí nainstalovat síťové karty. Po připojení jednotlivých ovládacích karet lze naskenovat celkové zapojení, které nám potom v programu vytvoří strukturu celého zapojení. Každá karta EL7041, jakožto karta přímo na řízení krokového motoru, vytvoří fiktivní osu v programu, která následně lze být ovládána pomocí knihovních bloků. Jednotlivé pohyby manuálního ovládání jsou realizovány knihovními funkcemi MC_Jog, MC_MoveRelative a MC_MoveAbsolute.

Samotný PLC program lze již programovat standardními PLC jazyky. Vlastní program je pak nadále psaný pomocí strukturovaného jazyku. Funkčnost G-kodu zajistí realizace interpolační skupiny, po jejíž sestavení lze již ovládat program pomocí speciálních funkcí. Pro jádro samotného automatického programu je použita funkce case, jako stavový automat.

VYSOKÉ UČENÍ FAKULTA TECHNICKÉ A KOMUNIKA V BRNĚ TECHNOLOGIÍ	NCI Control	BECKHOFF
Main Control	Manual Control	
Manual	Motion Choice Jog_Move +X +Z Relative_Move +Y +Y	xVelo x10 x1
Automat	Absolute_Move	> x0.1
	Velocity	, I 5 100%

Obrázek 2: Hlavní strana vizualizace

Díky vizualizaci lze celou frézku ovládat buďto pomocí klávesnice, myši a obrazovky připojené přes DisplayPort nebo pomocí dotykového panelu. Zde lze také navíc měnit možnosti pohybů, měnit rychlost frézování a v automatickém režimu lze sledovat probíhající G-kód či stopnout, pozastavit a znovu spustit celý G-program.

3 ZÁVĚR

Tato práce se zabývala přestavěním manuální vrtačkofrézky BF20L na CNC frézku a její řízení pomocí PLC. Všechny osy byly poháněny krokovými připojenými do speciálních řídících karet od společnosti Beckhoff. Softwarové řízení bylo provedeno pomocí programu TwinCAT 3, a průmyslového počítače. Práce ještě není zcela hotova a musí se provést pár úprav, jako například koncové čidla, homeování a offset při počátku frézování, popřípadě popisky tlačítek.

REFERENCE

[1]	Pohonnatechnika [online].	2007	[cit.	2019-3-14].	Dostupné	Z:		
	http://www.pohonnatechnika.cz/skola/motory/krokovy-motor							

- [2] Beckhoff [online]. [cit. 2019-03-14]. Dostupné z: https://infosys.beckhoff.com/
- [3] *Automatizace.hw* [online]. 2017 [cit. 2019-03-14]. Dostupné z: https://automatizace.hw.cz/ethercat-automation-protocol.html

INDUSTRY 4.0 TESTBED AUTONOMOUS "SHAKER" CELL

Radim Karniš

Bachelor Degree Programme (3), FEEC BUT E-mail: xkarni09@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Jan Pásek

E-mail: pasek@feec.vutbr.cz

Abstract: The aim of this project is to design, build and implement autonomous "Shaker" cell, a part of an automatic barman "smart factory". The cell executes one action in the life of a product passing through a production line, namely the shaking of a beverage. It is designed to work both individually or connected to the automatic barman system. Each step in the process of cell design and implementation follows the latest trends of the fourth industrial revolution.

Keywords: Industry 4.0, Industry Automation, PLC, Additive Manufacturing, Intelligent Manufacturing Systems

1 ÚVOD

Zvyšující se poptávka po produktech a jejich komplexita vyžadují konstantní evoluci výrobních procesů. O kompletní změně přístupu k výrobě se hovoří jako o průmyslové revoluci. V následující dekádě můžeme očekávat důsledky poslední takovéto revoluce, označované jako Průmysl 4.0. Je potřeba, ne-li dokonce povinnost, reagovat na tento vývoj implementací moderních výukových pomůcek. Testbed "robotický barman", který vzniká na fakultě elektrotechniky a komunikačních technologií VUT v Brně v laboratoři skupiny průmyslové automatizace, je jednou z takových pomůcek. Práce se zabývá kompletním návrhem a realizací jedné z autonomních částí tohoto demonstrátoru – buňkou "Shaker".

2 ROBOTICKÝ BARMAN

Robotický barman plní funkci chytré továrny připravující míchané nápoje. Funguje jako demonstrátor technologií Průmyslu 4.0, na kterých je vybudován. Vyznačuje se tak maximálním využitím principů čtvrté průmyslové revoluce – je modulárního charakteru, pro jeho materializaci je užito postupů aditivní výroby, řízení je decentralizováno a v centru dění stojí produkt.



Obrázek 1: Robotický barman.

Skládá se z vyměnitelných autonomních buněk, které vykonávají jednotlivé úkony v životě produktu procházejícím továrnou. Jedná se o distribuci, skladování a chlazení alkoholických a nealkoholických nápojů, dávkování a drcení ledu, přípravu perlivých nápojů, promíchání a protřepání obsahu sklenice a její samotné uskladnění. Soustava autonomních buněk, SCARA manipulátoru a dopravníku pro přesun sklenic tak tvoří robotického barmana. Jak sklenice postupně prochází touto soustavou, je připravován žádaný míchaný nápoj.

Na jednotlivé buňky jsou tedy kladeny prostorové, konstrukční a komunikační požadavky tak, aby mohly být implementovány do systému demonstrátoru.

3 AUTONOMNÍ BUŇKA SHAKER

Při realizaci takovéto buňky je nutno uvážit jak technické požadavky dané podstatou testbedu, tak funkční požadavky, které plynou z procesu přípravy míchaného nápoje. Shaker zajišťuje důkladné protřepání obsahu sklenice a údržbu v podobě omytí ploch přicházejících do styku s nápojem mezi jednotlivými cykly výroby. Funguje zapojen v kontextu demonstrátoru, ale i samostatně, proto je vybaven vlastní řídící logikou. Jako komunikační rozhraní pro čtení receptury nesené výrobkem využívá RFID technologie – čtečka v buňce pracuje s daty v čipu na spodu sklenice.

3.1 NÁVRH KONSTRUKCE

První fází realizace buňky je vytvoření přesného virtuálního 3D modelu. K tomuto účelu je využito prostředí Siemens NX 12, kde je postupně namodelována celá soustava tvořící Shaker. Výchozím bodem je testbedem definovaný rám z hliníkových profilů s rozměry 33x33x50 cm, který je kostrou držící jednotlivé funkční celky pro protřepání nápoje, omytí a řízení. Výsledná sestava se skládá ze 160 dílů, z toho 52 je unikátních a vytvořených přímo pro potřeby Shakeru.



Obrázek 2: Pohledy na virtuální model autonomní buňky Shaker.

Funkční celek protřepání nápoje je tvořen klikovým mechanismem převádějícím rotační pohyb hřídele motoru na opakovaný lineární pohyb ústrojí, ve kterém je utěsněna sklenice pomocí elektromagnetických zámků. Omytí příklopného víčka sklenice zajišťuje proud čisté vody hnané membránovým čerpadlem z nádrže do pohyblivého rozprašovacího elementu. Tento člen může měnit svou pozici pro fázi protřepání a fázi mytí, slouží také jako talířek zachycující odkapávající zbytky vody z víčka. Množství koncových spínačů, indukčních snímačů a inkrementální enkodér zajišťují zpětnou vazbu.

Konstrukce je doplněna o průmyslový konektor pro připojení do demonstrátoru, bezpečnostní prvky jako STOP tlačítka, kryty a signalizační maják a DIN lišty se žlaby pro elektroinstalaci.

3.2 ELEKTRICKÉ ZAPOJENÍ

Po dokončení konstrukčního modelu a zvolení vhodných snímačů a akčních členů bylo vytvořeno schéma elektrického zapojení jednotlivých prvků. K tomuto účelu byl využit software WSCAD.

Byly zakresleny všechny silové i signálové cesty, propojení PLC s aktuátory a senzory, zapojení relé, stykače a bezpečnostních prvků, ale i datové spojení komunikujících částí. Vznikla tak kompletní elektrodokumentace projektu.

3.3 ŘÍDÍCÍ LOGIKA

Požadavkem na buňku je schopnost autonomního řízení na základě informací z receptury vloženého produktu. Z tohoto důvodu je vybavena logickým automatem Siemens S7-1200 v kombinaci s operátorským HMI panelem KPT400 Basic. Automat umožňuje na základě vstupů ze senzorů a RFID čtečky měnit autonomně stavy akčních členů, ale i uživatelské manuální ovládání a servis.

Hlavní program se skládá z fáze protřepání a omytí. Po vložení sklenice do buňky (SCARA manipulátor či ručně) je stažena receptura a zvolen program dle připravovaného nápoje. Následuje odklonění odkapávacího talířku, přikrytí sklenice víčkem, uzamčení aparátu a protřepání danou intenzitou po definovanou dobu podle receptury. Po dokončení tohoto kroku je sklenice opět uvolněna a připravena k vyjmutí ze Shakeru, zatímco je aktivován omývací mechanismus víčka. Kostra programu je tvořena z funkčních bloků. Každý blok zajišťuje kompletní logiku řízení a ošetření chybových stavů určitého funkčního celku konstrukce buňky. Tento přístup umožňuje pozdější změnu struktury programu, či bezproblémovou výměnu technologií použitých v Shakeru.

Realizace programového vybavení proběhla v prostředí Siemens TIA Portal 14, tvorba vizualizace a uživatelského prostředí na HMI panelu zase ve WinCC.

4 ZHOTOVENÍ PROJEKTU

Po vypracování konstrukčního modelu, provedení simulace mechanické funkčnosti soustavy, výběru vhodných akčních členů a snímačů, zpracování elektrodokumentace a návrhu hlavního programu bylo možné buňku sestavit jako podle manuálu.

Zakoupené mechanické a elektrické součástky v kombinaci s množstvím unikátních dílů zhotovených 3D tiskem ze žlutého PLA plastu bylo díky vizuální nápovědě 3D modelu přímočaré správně nainstalovat. V případě, že se nějaké konstrukční či technologické řešení ukázalo jako nevhodné, bylo možné velmi rychle vytvořit nový návrh díky využití postupů aditivní výroby a rapidního prototypování.

Jednotlivé členy byly zapojeny a otestovány dle elektrodokumentace. Po oživení logického automatu byl implementován a odladěn hlavní program společně s vytvořením vhodné vizualizace.

Zpracování projektu od prvních myšlenek až po dokončení autonomní buňky vyžadovalo přibližně 250 hodin čistého času.

5 ZÁVĚR

Cílem tohoto projektu bylo navrhnout a implementovat autonomní výrobní buňku Shaker fungující v kontextu testbedu Průmyslu 4.0 – robotického barmana.

Byl vytvořen mechanický návrh zachycený formou obsáhlého virtuálního 3D modelu, vybrány vhodné akční členy a snímače, zpracována elektrotechnická dokumentace a navrženo programové vybavení buňky. Shaker byl sestaven skrze intenzivní iterační proces, otestován a oživen. Bylo dosaženo splnění všech bodů zadání práce.

Aktuální fází projektu je implementace celku demonstrátoru, jedná se o kolektivní výsledek práce všech členů týmu robotického barmana.

REFERENCE

[1] Kaczmarczyk V.: An Industry 4.0 Testbed (Self-Acting Barman): Principles and Design, 2018

AUTONOMOUS CELL "SODAMAKER" FOR INDUSTRY 4.0 TESTBED

Petr Dvorský

Bachelor (3), FEEC BUT E-mail: xdvors11@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Václav Kaczmarczyk

E-mail: kaczmarczyk@feec.vutbr.cz

Abstract: The topics of this article is the design and realization of an autonomous cell for soda production for the testbed of Industry 4.0. Basic construction principles of the autonomous cell are described here. Also the mechanical design and the electrical design are described. The mechanical construction of the cell was designed in CAD NX 12 (Siemens PLM software). Most of the 3D printed parts were printed on 3D printer Tarantula. For the control and communication, the autonomous cell is equipped with PLC SIMATIC S7-1200 (CPU 1214C DC/DC/DC), HMI panel (SI-MATIC HMI KPT400 BASIC) and Linksys SD205 switch.

Keywords: Industry 4.0, Testbed, 3D printing, CAD, NX12, WSCAD, PLC

1 ÚVOD

Tento článek se zaměřuje na vývoj autonomní buňky Sodovače pro testbed Průmyslu 4.0. Průmysl 4.0 je interdisciplinární záležitostí a je tedy nutné, aby měl v budoucnu technik nejen výborné znalosti v oboru, ve kterém je specializován, ale taktéž dobré povědomí o oborech s jeho zaměřením souvisejících. Tato vlastnost je důležitá pro budoucí uplatnění, kdy technik neuvažuje nad řešením problému pouze pohledem jeho úzkého zaměření, ale přemýšlí nad ním z celkové perspektivy projektu a toto řešení dokáže kvalifikovaně diskutovat se členy jiných oborů pracujícím na stejném projektu.

Právě vývoj autonomní buňky prohloubil mé oborové i mimo oborové znalosti, kdy bylo nutné navrhnout celkovou mechanickou konstrukci ve 3D CADu NX12 a tento návrh fyzicky realizovat. Následně vytvořit dokumentaci elektrického zapojení autonomní buňky v program WSCAD a toto zapojení realizovat, tedy zapojit rozvaděč autonomní buňky a vybavit buňku potřebnými snímači a akčními členy.

2 PROJEKT TESTBED PRO PRŮMYSL 4.0 A BUŇKA SODOVAČE

Testbed pro Průmysl 4.0 je vytvářen v rámci výzkumné skupiny průmyslové automatizace na FEKT VUT Brno. Smyslem tohoto projektu je ukázat a zhmotnit představy a principy budoucí továrny pro Průmysl 4.0. Továrnu v tomto případě zastupuje několik autonomních buněk, SCARA robot a dopravníkový pás. Spojením těchto jednotlivých činitelů vzniká plně automatizovaný Barman, jehož výroba je právě postavena na principech Průmyslu 4.0.

Buňka Sodovače tvoří tedy určitou část v tomto testbedu. Jejím úkolem je tedy jednoduše dodat sodu do výrobku, v tomto případě drinku, kdykoliv je tomu zapotřebí. Údaj, jak množství sody bude do výrobku dodáno, je obsažen v receptuře, kterou si s sebou nese samotný drink v podobě NFC tagu.
3 VÝVOJ AUTONOMNÍ BUŇKY

Kompletní vývoj autonomní buňky obsahuje její konstrukční návrh a provedení včetně hydro-pneumatického zapojení. Dále obsahuje elektrické zapojení rozvaděče autonomní buňky včetně potřebných snímačů a akčních členů. V neposlední řadě je nutné buňku programově oživit.

3.1 MECHANICKÁ KONSTRUKCE BUŇKY

Buňka je tvořen soustavou standartních hliníkových profilů o průřezu 30×30cm a délkách 50 cm a 30 cm. Tato soustava profilů tedy vytváří kvádrový skelet buňky, uvnitř které se nachází veškerá funkční konstrukce buňky Sodovače. Na čelní straně skeletu buňky je umístěn elektrický rozvaděč, včetně DIN lišt pro uchycení jednotlivých elektrických prvků a hřebenových žlabů pro úschovu kabeláže.

Vývoj jednotlivých konstrukčních dílů je vytvářen v 3D CAD návrhovém prostředí Siemens NX12. Zde je následně virtuálně návrh odzkoušen, zda jeho parametry odpovídají virtuálnímu 3D modelu celé buňky, který je vytvořen taktéž v NX12. Pokud má díl požadované parametry je buď vytisknut na 3D tiskárně nebo zakoupen. Reálně je pak nainstalován do buňky. Tento přístup k návrhu odpovídá právě dvěma myšlenkám Průmyslu 4.0. Dle první z nich je třeba nejdříve vytvořit model, ten virtuálně odzkoušet a až následně jej uvést do praxe. Druhou myšlenkou je snaha využití 3D tisku v průmyslu. [1]

Právě pomocí 3D návrhu a následně 3D tisku byly vyřešeny specifické konstrukční úlohy jako například tlaková spojka se specifickým závitem pro Sodastream, uchycení tlakové láhve pro její tenzometrické vážení a další uchycení jednotlivých komponent, jako jsou tlakové ventily, kapacitní snímače atd.



Obrázek 1: Porovnání 3D modelu autonomní buňky s reálnou podobou.

3.2 HYDRO-PNEUMATICKÉ ZAPOJENÍ BUŇKY

Pro samotnou funkčnost buňky Sodovače je kritické právě zapojení pneumatického rozvodu v kombinaci s rozvodem pitné vody. Následující schéma na obrázku 2 toto zapojení znázorňuje.



Obrázek 2: Hydro-pneumatické zapojení buňky Sodovače

Princip funkčnosti výše uvedeného zapojení je následovný. Nejdříve je do směšovacího kontejneru, v podobě plastové láhve Sodastream, pomocí čerpadla načerpána pitná voda. Následně je voda natlakovaná stlačeným CO2 a vytvoří se z ní soda. Přeprava sody do drinku je umožněna pomocí diferenci tlaku ve směšovacím kontejnerů a tlaku atmosférického. V případě, že je třeba vyrobit další dávku sody, je otevřen zpětný tlakový ventil č.2, čímž dojde k vyrovnání atmosférického a pracovního tlaku. Proces výroby následně může být znovu proveden.

Pro bezproblémovou funkčnost zapojení je nutné vysoký tlak z tlakové láhve CO₂ redukovat. Běžně komerčně dostupná tlaková láhev pro Sodastream je tlakována na maximálně 56 barů (5,6 MPa) [2]. Tento tlak je přetlakovým ventilem redukován na tlak pracovní právě na méně než 10 barů a to vzhledem k maximálním možným tlakům jak pro směšovací kontejner, tak pro tlakové ventily a tlakové rozvody. Taktéž je zde umístěn bezpečnostní přetlakový ventil na 8,2 barů, kdy při překročení této hodnoty uvnitř směšovacího kontejneru ventil začne tlak upouštět. Díky tomuto faktoru nemusíme uvnitř směšovacího kontejneru regulovat tlak a jeho tlakování může být provedeno časovým otevřením tlakového ventilu č.1 (Obrázek 2).

3.3 ELEKTRICKÉ ZAPOJENÍ BUŇKY

Dokumentace elektrického zapojení autonomní buňky byla provedena v programu WSCAD. Program nám umožnil vytvořit přehlednou a snadno pochopitelnou elektrickou dokumentaci, která v takovémto projektu zásadní. Jednotlivé autonomní buňky totiž mají základní jádro rozvaděče totožné. Nejdříve tedy byla ve WSCAD vytvořena elektrická dokumentace pro jednu buňku jako vzor. Následně dokumentace dalších buněk vychází z tohoto vzoru a jsou upravené na požadavkům jednotlivých buněk.

Základní elektrické komponenty pro řízený chod buňky a komunikaci jsou PLC Siemens 1214C, HMI panel KTP400 Basic a ethernetový switch Linksys SD205. Všechny buňky mají taktéž zapojený bezpečný rozvod napájení, takže buňky bezpečně reagují na STOP tlačítko a výpadek přivedeného napájení. Další elektrické komponenty v buňce již podléhají potřebě danému zaměření buňky.

Příkladem tohoto zaměření může být v buňce Sodovače měření hmotnosti tlakové láhve s CO_2 a tedy aplikace tenzometrické měření se zesilovačem. Původní funkční návrh zesilovače pro toto mě-

ření [3] byl přepracován na sofistikovanější verzi v podobě tištěného spoje doplněného navíc o indikaci napájení v podobě LED signalizace a blokovacích kondenzátorů pro napájení. Úprava zapojení elektrického obvodu a návrh plošného spoje byl proveden v návrhovém prostředí EAGLE.



Obrázek 3: Elektrické schéma zesilovače pro měření s tenzometrem.

4 ZÁVĚR

Autonomní buňka Sodovače byla navržena pro potřeby nově vznikajícího testbedu pro Průmysl 4.0. Při vývoji buňky bylo použito moderního přístupu ke konstrukčním návrhům, tedy trojrozměrné modelování v CAD programu NX12. Dále bylo vytvořeno hydro-pneumatické zapojení pro výrobu sody a buňce bylo dodáno elektrické vybavení s ohledem na její specifické požadavky.

Autonomní buňku Sodovače do budoucna čeká další vývoj, který si klade za cíl dodat takové programové vybavení, které zajistí ovládání buňky v manuálním i automatickém režimu a umožní buňku bezproblémově integrovat do testbedu Průmyslu 4.0.

PODĚKOVÁNÍ

Chtěl bych poděkovat panu doktoru Václavu Kaczmarczykovi a celému týmu výzkumné skupiny průmyslové automatizace FEKT VUT Brno za rady, pomoc a prostředky pro návrh a realizaci tohoto projektu, který je veden jako má bakalářské práce.

REFERENCE

- [1] MINISTERSTVO PRŮMYSLU A OBCHODU ČR. Iniciativa Průmysl 4.0 [online], 233 s.,
 [cit.2018-3-10]. Dostupné z: https://www.mpo.cz/assets/dokumenty/53723/64358/658713/priloha001.pdf
- [2] SodaStream Carbon Dioxide cylinder.: Safety Data Sheet in accordance with EU Regulation 453/2010 [online]. June 2011, 5 [cit. 2019-03-10]. Dostupné z: https://images.clasohlson.com/medias/sys_master/9543017955358.pdf
- [3] PODRABSKÝ, Tomáš. Návrh, simulace a realizace funkčních modulů testbedu Průmysl 4.0 [online]. Brno, 2018 [cit. 2019-03-10]. Dostupné z: <u>https://www.vutbr.cz/studenti/zavprace/detail/110803?zp_id=110803</u>. Diplomová práce. FEKT VUT Brno. Vedoucí práce Ing.Václav Kaczmarczyk, Ph.D.

SIMPLE EMBEDDED STEPPER MOTOR DRIVER FOR INDUSTRIAL USAGE

Lucie Byrtusová

Bachelor Degree Programme (3), FEEC BUT E-mail: xbyrtu03@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Ondřej Baštán

E-mail: xbasta02@stud.feec.vutbr.cz

Abstract: Paper describes the possibility to control unipolar stepper motor from PLC using cheap microcontroller ATMEGA328P and 16-Bit I/O expander MCP23017. First is described the driver and explained the principals of I2C serial bus. Further is described microchip MCP23017 and it's registers essential for this work. In the end are shown examples how to programm the controller via environment Arduino Studio.

Keywords: I2C, ATMEGA328P, PLC, Arduino Studio, expander, MCP23017, unipolar motor

1 ÚVOD

Výrobní buňka Sklad skleniček je součástí testbedu zvaného Barman, který byl navržen pro demonstraci výrobního procesu odpovídajícího předpokladům Průmyslu 4.0. Úkolem Skladu skleniček je jednak mít k dispozici zásobu čistých skleniček a jednak ukládat špinavé skleničky, včetně sběru dat o ukončeném výrobním procesu.

Pro manipulaci se skleničkou má buňka k dispozici manipulační aparát (viz. Obrázek 4(b)), jehož pohyb v horizontální rovině ovládá unipolární motor, který pracuje s nižší logickou úrovní (5V), než je typická pro průmyslová zařízení. Motor je řízen signály z PLC pomocí jednoduchého externího budiče (viz. Obrázek 4(a)), který s PLC komunikuje prostřednictvím standartních řídících signálů, a pro řízení svých výstupů využívá sběrnici I2C. Obsahem tohoto příspěvku je popis realizace zmíněného řízení.

2 POPIS KONFIGURACE

Modbus Gateway je hardware vytvořen za účelem komunikace průmyslových zařízení a zastupuje zde roli driveru. Vzhledem k nedostatku volných vstupně-výstupních pinů MCU je pro rozšíření implementován 16bitový expandér **MCP23017**. Expandér komunikuje po I2C sběrnici s mikroprocesorem **ATMEGA328P**, ve kterém se modifikují data tak, aby byla správně předána motoru. Z PLC přicházejí tři signály udávající povolení chodu motoru, směr chodu a počet kroků. Motoru jsou tyto signály, spínané pomocí tranzistorového pole **ULN2003**, interpretovány jako postupné napájení čtyř jednotlivých vinutí motoru.



Obrázek 1 Blokové schéma konfigurace

3 SBĚRNICE I2C

I2C (Internal-Integrated-Circuit Bus) je dvojdrátová datová sběrnice využívaná pro sériovou komunikaci a přenos dat. Vhodné použití nachází tam, kde nevznikají velké nároky na rychlost, ale je potřeba snížit počet vodičů.

Prvním z vodičů je SDA (Serial Data) linka, jejímž účelem je přenos dat. Druhým vodičem je SCL (Serial Clock). Rychlost přenosu záleží na zvolené frekvenci hodin, přičemž základní frekvence je 100 kHz.

Komunikace je typu Master-Slave, kde master je ve většině případů používaný mikrokontrolér. Obvody umožňují zapojení jak více slavů, tak také více masterů. Při vysílání přijímají data všichni účastníci. Až na základě adresy určují, jestli jsou data určená pro ně a budou s nimi operovat.

3.1 PRŮBĚH PŘENOSU

Master iniciuje přenos vysláním **START** bitu, tedy změnou úrovně SDA z 1 na 0. Následuje příjem 1 Bytu dat upřesňující komunikaci. 7 bitů reprezentuje adresu oslovovaného zařízení. Poslední, 8. bit **READ/WRITE** definuje, zda se bude jednat o zápis či čtení.

Po konfiguraci zahajuje slave, skrze první acknowledge bit, vysílání a může dojít k samotnému přenosu dat po 1 Bytu. Maximální počet přenesených Bytů není stanoven.

ACKNOWLEDGE bit generuje přijímací zařízení. Bit je vysílán po každém přijatém Bytu informace. Pokud byl přenos úspěšný, odešle přijímač logickou 0, což je signál, že je přijímač připravený přijmout další byte. V případě selhání přenosu odesílá přijímač logickou 1 a master ukončuje přenos generováním **STOP** bitu.



Obrázek 2 Průběh komunikace po sběrnici I2C

4 EXPANDÉR MCP23017

Expandér má pro účely sběrnice čtyři z adresních bitů zadány neměnně. Adresa je zadávaná pomocí zbylých tří bitů, což umožňuje připojení celkem osmi různých zařízení na sběrnici.

Porty mikročipu jsou rozděleny na porty A a porty B, jejichž účel může být modifikován v I/O **DIRECTION** registru. Logická 1 nastavuje port jako vstupní, logická 0 jako výstupní.

Samotnou hodnotu portu reflektuje **GPIO PORT** registr. Čtení z tohoto registru znamená čtení reálných logických hodnot na I/O pinu. Ovšem pro zápis je vhodnější použít registr **Output Latch**, neboť klopné obvody mohou způsobovat, že když budeme, např. při náhodném zkratování pinu k zemi, zapisovat do OLAT registru log. 1, tak zpětně bude číst OLAT původní nastavenou hodnotu, ale GPIO PORT bude číst log. 0, neboť pin je stále uzemněn.

5 IMPLEMENTACE V ARDUINO STUDIO

Na obrázku 2 je znázorněn vývojový diagram, dle kterého byl software implementován. Prvním krokem je nastavení portů A, na které jsou přivedeny vodiče motorů, jako výstupní. Porty B se nastaví jako vstupní, neboť jsou na ně přivedeny řídící signály z PLC. Sekce pro inicializaci je v Arduino studio označována jako *setup* a zavolá se jednou při prvním spuštění. V této sekci je rovněž vytvořen byte M, který se bude odesílat jako data byte přes sběrnici a změnou těchto osmi bitů bude ovládán motor.

Druhou sekcí je *loop* a volá se cyklicky po doběhnutí překladače na konec oddílu. V sekci se nejprve vyčte data byte z portu B, který bude obsahovat informace signálů ENABLE, STEP a DI-RECTION z PLC. Na základě těchto informací se bude modifikovat byte M, dle splnění podmínek. V případě, že není signálem ENABLE povolen chod motoru, vyskočí program z cyklu a zahájí nové čtení. Stejně tak se stane, pokud je nulový signál STEP, nastavující počet kroků motoru. Třetí podmínka je pro stanovení směru, kterým motor provede daný počet kroků. Takto modifikovaný data byte je připraven pro zápis na výstupní porty a po provedení zápisu běží nový cyklus.



Obrázek 3 Vývojový diagram programování procesoru ATMEGA328P



Obrázek 4 (a) Modbus Gateway a (b) detail manipulátoru

5.1 PŘÍKLAD KÓDU A JEHO ROZBOR

Byte, jak datový, tak konfigurační se pro zpřehlednění kódu zapisuje v hexadecimální soustavě. Pro práci s expandérem a sběrnicí I2C je k dispozici knihovna Wire.h.

Na obrázku 4(a) je nejprve pomocí příkazu begin() povolena komunikace přes I2C. Příkazem be-ginTransmission(0x20) se zahajuje komunikace se zařízením, jehož adresa 0x20 je zadána binární hodnou třech adresních pinů 000. Dalším krokem je výběr registru, se kterým budeme pracovat. Je nutné nastavit porty A jako výstupní. Z datasheetu se vyčte adresa registru, příkazem write(0x00) se do něj nastaví pointer registrů a stejným příkazem se nastaví jako výstup. Příkazem end-Transmission() se ukončuje operace.

Na obrázku 4(b) je příklad čtení z registru. Nejprve již známým příkazem posuneme pointer na správný registr, v tomto případě GPIO, ze kterého chceme vyčíst hodnoty na vstupních pinech. Pro čtení se používá příkaz *requestFrom*(0x20, 2), ve kterém adresujeme komunikované zařízení a po-čet bytů, které chceme vyčíst. Vyčtené byty je nutné uložit do proměnných typu byte příkazem *re*-*ad*().

```
#include <Wire.h>
                                                 void loop() {
void setup() {
                                                   Wire.beginTransmission(0x20);
 Wire.begin();
                                                   Wire.write(0x13); //GPIOB register
                                                   Wire.endTransmission();
 Wire.beginTransmission(0x20); //device adress
 Wire.write(0x00); //IODIRA register
                                                  Wire.requestFrom(0x20, 2); //reading 2 bytes
 Wire.write(0x00); //output set
                                                   tmpl = Wire.read(); //storying first byte
 Wire.endTransmission();
                                                   tmp2 = Wire.read(); //storying second byte
1
                                                 1
```

Obrázek 5 (a) Příklad zápisu do registru (b) Příklad čtení z registru

6 ZÁVĚR

V příspěvku je popsáno řešení problému s nedostupností driverů neprůmyslových zařízení na trhu. V případě buňky Sklad skleniček je neprůmyslovým zařízením unipolární motor ovládající manipulátor. Sestava určena k jeho řízení je složena z mikroprocesoru ATMEGA328P, expandéru MCP23017 a tranzistorového pole ULN2003 a je součástí hardwaru pro komunikaci různých zařízení, zvaného Modbus Gateway.

Motor je řízen třemi signály z PLC, ENA, STEP, DIR, které jsou skrze I2C sběrnici překládány na datové byty a poté posílány do příslušných registrů expandéru. Čtení a zápis těchto registrů je implementován v prostředí Arduino Studio užitím knihovny Wire.h.

Při správné implementaci již nemusí uživatel dále zasahovat do programu mikrokontroléru a může ovládat motor z libovolného PLC třemi signály. Alternativním řešením by mohlo být propojení mikrokontroléru skrze protokol Modbus, jehož náročnost aplikace se však liší dle zvoleného PLC a řešení není přenositelné.

REFERENCE

- [1] MICROCHIP TECHNOLOGY INC. MCP23017/MCP23S17 Datasheet: 16-Bit I/O Expander with Serial Interface. 2007.
- [2] Stručný popis sběrnice I2C a její praktické využití. Vyvoj.hw.cz [online]. [cit. 2019-03-12]. Dostupné z: <u>https://vyvoj.hw.cz/navrh-obvodu/strucny-popis-sbernice-i2c-a-jeji-prakticke-vyuziti-k-pripojeni-externi-eeprom-24lc256</u>
- BOXALL, John. Tutorial: Arduino and the I2C bus Part One. Tronixstuff.com [online]. [cit. 2019-03-12]. Dostupné z: <u>https://tronixstuff.com/2010/10/20/tutorial-arduino-and-the-i2c-bus/</u>

Bakalářské projekty

Mikroelektronika a technologie

PHOTOVOLTAIC SYSTEM WITH SUN-TRACKER

Mikhail Riabov

Bachelor Degree Programme (3), FEEC BUT E-mail: xriabo00@vutbr.cz

Supervised by: Jiří Vaněk

E-mail: vanekji@feec.vutbr.cz

Abstract: The aim of the semestral work "Photovoltaic system with sun-tracker" is to apprise with principles of operation of solar systems. We will focus on the tracking system, which is turning itself depending on the position of the sun. In the theoretical part we will describe the principle of operation of photovoltaic cells and solar systems. In the practical part of the work we will compare the parameters of the static and dynamic solar system and make decision, which of these systems is more profitable for use.

Keywords: Solar radiation, VA characteristics, photovoltaic cell, p-n transition, solar system

1 ÚVOD

V dnešní době téma rozvoje alternativních způsobů získávání energie je velmi aktuální. Tradiční zdroje energie už po padesáti letech mohou být vyčerpány. A nyní jsou energetické zdroje poměrně drahé a silně ovlivňují ekonomiku mnoha států. To vše nutí nás hledat nové způsoby získávání energie. Jedním z nejperspektivnějších způsobů je, samozřejmě, získávání sluneční energie. Důležitou výhodou solárních fotovoltaických systémů je nepřítomnost emisí oxidu uhličitého během provozu systémů. [1] Výsledkem mnoha let práce se stalo takové zařízení, jako je solární článek.



Obrázek 1: Solární článek [2]

2 POUŽÍTÝ MIKROKONTROLÉR A VÝVOJOVÉ PROSTŘEDÍ

Na programování solárního trackeru se bude používat integrované vývojové prostředí ARDUINO IDE, což je cross-platformní aplikace (pro Windows, MacOS, Linux). Používá se k psaní a nahrávání programů do desky Arduino. Arduino IDE podporuje jazyky C a C ++.[3]

Arduino Uno je mikrokontrolér založený na procesoru ATmega328. Má 14 digitálních vstupů, 6 analogových vstupů, 16 MHz keramický rezonátor, USB, napájecí konektor a tlačítko reset. [3]

Arduino Uno lze napájet pomocí USB nebo externího napájecího zdroje. Zdroj napájení se vybírá automaticky. Deska může být napájená pomocí externího zdroje 6 až 20 voltů. Pokud je však dodávané napětí menší než 7 V, pin 5 V může dodat méně než pět voltů a deska může fungovat nestabilně. Pokud používáte napájení větší než 12 V, regulátor napětí se může přehřát a poškodit desku. Doporučený rozsah je 7 až 12 voltů. [3]



Obrázek 2: ARDUINO UNO [3]

3 ELEKTRICKÉ SCHÉMA NÁVRHU

Servomotor J1, pomocí kterého se bude otáčet solární panel má 3 piny (GND, Vin a signální vstup). Signální vstup je připojen na 11. PWM výstup Arduino UNO. Výstup s PWM (pulzně šíř-ková modulace) potřebujeme kvůli principu fungování servomotoru. Poloha servomotoru závisí na délce impulzů. Když signál vstupuje do řídicího obvodu, generátor impulsů vytváří vlastní puls, jehož šířka je určena potenciometrem. Druhá část obvodu porovnává šířky dvou impulzů. Pokud je doba trvání odlišná, motor se bude otáčet. Směr otáčení je určen tím, který z impulzů je kratší. Pokud jsou délky impulzů stejné, elektrický motor se zastaví.

Fotorezistory R1 a R2 zapojíme jako dva děliče napětí s rezistory R3 a R4. Potenciály děličů se odečítají na analogových vstupech A0 a A1 a budou se měnit v poměru k změně odporu. Analogový vstup převede napětí na číslo od 0 do 1024, aby procesor mohl to číslo zpracovat. Kdyby tam nebyly rezistory R3 a R4, potenciály by byly vždy nulové a analogové vstupy by nezaznamenaly žádné změny.



Obrázek 3: Elektrické schéma

4 KÓD A JEHO POPIS

```
#include <<u>Servo.h</u>>
```

```
Servo tracker:
int eLDR = 0;
                                                 // proměnné pro oba senzory
int wLDR = 0;
int rozdil = 0;
                                                 // rozdíl mezi dvěma senzory nastavíme na 0
int calibration = 204;
                                                 //kalibrace na nulový rozdíl
int pozice = 90;
                                                 //proměnná pro uloženi polohy servo
void setup()
{
tracker.attach(11);
                                                 // připojíme servo na 11 digitální pin
}
void loop()
eLDR = calibration + analogRead(0);
                                                 // odečteme data z obou senzoru
wLDR = analogRead(1);
 if (eLDR<350 && wLDR<350)
                                                 //ověřujeme, jestli senzory přijímají málo světla nebo vůbec (noc)
 {
                                                 // nasměrujeme tracker na východ, čekáme na slunce
          while (pozice<=160)
          ł
          pozice++;
          tracker.write(pozice);
          delay(100);
          }}
 rozdil = eLDR - wLDR;
                                                           // rozdíl mezi dvěma senzory
 if (rozdil>15)
                                                           // jestli je ten rozdíl vetší než 15
 {
          if (pozice<=160)
                                                           // ověříme či není tracker v max. pozici
          {
           pozice++;
          tracker.write (pozice);
                                                           // tracker směruje na východ
          }
 }
 else if (rozdil<-15)
                                                           // pokud je rozdíl menší než -15
          if (pozice>20)
                                                           // ověříme či není tracker v max. pozici
          {
          pozice --;
          tracker.write(pozice);
                                                           // tracker směruje na západ
          ł
 }
delay(100);
}
```

5 POSTUP PŘI VYTVÁŘENÍ MAKETU

- Nákup potřebných součástek a hranolů pro vytváření dřevěné konstrukce
- Návrh konstrukce
- Zpracování dřeva a jeho lakování
- Instalace servomotorů

- Pájení napájecích kabelů a kabelů pro měření dat
- Instalace solárních panelů a LDR rezistorů
- Provedení kabelů do vodotěsných krabiček a spojování jednotlivých bloků
- Oživování trackeru a ladění programu
- Hydroizolace otevřených částí systému (tekutým silikonem a průhledným lepidlem)
- Testování



Obrázek 4: Maket a jeho umístění na střeše

6 ZÁVĚR

29.03.2019 bylo spuštěno měření obou systémů. Hodnoty napětí se budou odčítávat každých 10 minut v průběhu několika týdnů. Očekávaný výsledek měření je větší účinnost solárního trackeru během celého dne než u systému s konstantním úhlem. Tento předpoklad bude ověřen pomocí měření napětí na zátěžích připojených ke dvěma solárním panelům. Maket je umístěn na střeše v blízkosti jiné budovy, která dělá stín ze západní strany, proto se naměřené hodnoty pravděpodobně nebudou výrazně lišit. Skutečný dočasný výsledek bude podán na prezentaci projektu.

7 PODĚKOVÁNÍ

Děkuji vedoucímu semestrálního projektu doc. Ing. Jiří Vaněkovi, Ph. D za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování projektu.

REFERENCE

- [1] ANDREEV, Sergey. *Sluneční elektrárny*. 1.vyd. Nauka,2002. 310 s.
- [2] BOYLE, Godfrey. *Renewable Energy: Power for a Sustainable Future*, 2. vyd. Oxford, UK: Oxford University Press, 2004. 452 s.
- [3] Farnell Element. *ARDUINO UNO* [online] Dostupné z: https://www.farnell.com/datasheets/1682209.pdf

MATERIALS FOR BIODEGRADABLE BONES BASED ON Fe

Jan Hrabovský

Bachelor (3.), FEEC BUT E-mail: xhrabo12@vutbr.cz

Supervised by: Marie Sedlaříková

E-mail: sedlara@feec.vutbr.cz

Abstract: The thesis deals with biodegradable bone implants which must have good mechanical properties and also good compatibility with the human body. The thesis contains literary research in the area of bone physiology, biogenic materials and implants for the human body. The thesis focues on the selection of suitable materials for biogenic implants.

Keywords: Biodegradability, implants, bone, iron, corrosion, magnesium

1 ÚVOD

Vlivem sedavého způsobu života, který u dnešní populace převažuje, dochází k ochabnutí svalstva a zvýšení náchylnosti na různé úrazy pohybového aparátu člověka. V potaz se musí brát také vyšší věk, ve kterém dochází k osteoporóze, kosti řídnou a jejich pevnost se rapidně snižuje. V kombinaci s nadváhou, kterou trpí velká část seniorů, jsou kosti nadměrně zatěžovány a následky mohou být fatální. Tyto problémy se v řadě případů neobjedou bez chirurgického zákroku.

Jednou z metod léčby je náhrada poškozené tkáně implantátem pomocí chirurgického zákroku. Implantáty se staly nedílnou součástí medicíny a jejich využití stále roste. Existuje celá řada implantátů, některé mohou obsahovat i mikroelektroniku. V oblasti ortopedie jsou implantáty používány především jako náhrady různých kloubů a dlahy pro zpevnění kostí při zlomení.

První materiály, které byly hojně využívány pro implantáty, byly kovy a jejich slitiny. Kovy disponují dobrými mechanickými vlastnostmi a stabilitou, ale nevýhodou je jejich kompatibilita s tělem. Pro zajištění nezávadnosti v těle musí být vytvořeny vhodné slitiny, které budou disponovat dobrými mechanickými vlastnostmi, ale zároveň budou kompatibilní s tělem. V poslední době se objevují biodegradabilní materiály, které měly by být schopné přizpůsobit se tělu a samovolně degradovat po dostatečné regeneraci poškozené tkáně.

2 MATERIÁLY PRO IMPLANTÁTY

2.1 **Kovy**

Z hlediska mechanických vlastností jsou kovy velmi dobrým a často používaným materiálem pro implantáty. Hlavní nevýhodou těchto materiálů je to, že kov není v lidském těle přirozený a proto jejich kompatibilita s tělem není příliš dobrá. Při působení tělních tekutin na kovový implantát může docházet k uvolňování iontů, což musí být regulováno různými dopanty. Při vývoji nových materiálů je kladen důraz na tři oblasti [1]:

- Regulace uvolňování iontů
- Dosažení dostatečných mechanických vlastností
- Regulace koroze

Mezi nejpoužívanější základní kovy patří železo, hořčík a zinek. Železo se svými mechanickými vlastnostmi blíží nerezové oceli 316L, což ho činní nejlepším kandidátem na implantáty. Je vhodné

především tam, kde musí být zajištěna dostatečná pevnost, např. stenty. Nevýhodou železa je pomalá koroze. Možným řešením pomalé koroze jsou kovy na bázi hořčíku, které naopak korodují rychle. Hořčík je lehký kov, což je přínosné především u větších implantátů, kde je hmotnost důležitá. Výhodou hořčíku je také poměrně malý Youngův modul pružnosti – cca 45 GPa, čímž se blíží Youngovu modulu pružnosti kosti. Vhodným kandidátem se zdá být také zinek, který má přijatelnou rychlost koroze a v kombinaci s dalšími kovy poskytuje i dobré mechanické vlastnosti. [1]

Titanové sloučeniny jsou výhodné malým (v porovnání s ocelí) Youngovým modulem pružnosti. Zatímco Youngův modul pružnosti u ocelí dosahuje hodnot kolem 200 GPa, u titanových sloučenin je to cca 100 GPa. Pokud je poškozená kost fixována pomocí implantátů, které mají oproti kosti velký Youngův modul pružnosti, může docházet k jevu, který je označován jako tzv. stress shielding. Vlivem stress shieldingu dochází k nerovnoměrnému rozložení zatížení a snížení hustoty kosti. [2]



Obrázek 1: Znázornění stress shieldingu pro různé typy implantátů. [3]

2.2 **BIODEGRADABILNÍ MATERIÁLY**

Relativně novým odvětvím jsou biodegradabilní materiály, které jsou schopny přizpůsobit se lidskému tělu a po dobu, potřebnou k regeneraci poškozené tkáně, poskytnout oporu. Hlavním znakem těchto materiálů je dobrá kompatibilita s tělem a postupná samovolná degradace, která zajistí rozklad implantátu bez nutnosti sekundárního chirurgického zákroku.

Hojně využívaným biodegradabilním materiálem je keramika. Její výhodou je především to, že nevylučuje škodlivé látky do těla a její zpracování je relativně snadné. Používají se převážně různé soli fosforečnanů a uhličitanů, např. hydroxyapatit.

3 MATERIÁLY NA BÁZI POLYMERŮ

Metoda zkoumaná v této práci je založena na žíhání směsi obsahující polymer a práškový kov. Při žíhání dochází k vypařování polymerní matrice, přičemž práškový kov se slinuje na pevnou látku, která má strukturu porézní matrice. Prvním zkoumaným polymerem byla polyuretanová pěna (PUR) – obrázek 2. Tento materiál je dostatečně porézní, ale nevýhodou je vázaný kyslík ve struktuře polyuretanu (obrázek 3), který způsobuje oxidaci železa. Přítomnost kyslíku ve vzorcích na bázi PUR byla také detekována na EDS [4].

Problém s oxidací železa by mohl být vyřešen použitím polymeru bez chemicky vázaného kyslíku. Prvním zkoumaným polymerem bez chemicky vázaného kyslíku byl polystyren rozpuštěný v toluenu. Rozpuštěním polystyrenu vznikla hutná směs, která sloužila jako nosná matrice pro přidané práškové železo. Na obrázku 3 je porovnání PUR a PS, je patrné, že polystyren neobsahuje navázaný kyslík, proto by nemělo docházet ke vzniku oxidů železa.



Obrázek 2: PUR pěna jako nosná matrice



Obrázek 3: Porovnání PUR (vlevo) a polystyrenu (vpravo)

Lze předpokládat, že samotné železo nebude mít ideální poměr mezi mechanickými vlastnostmi a degradací. K získání ideálních mechanických vlastností a doby degradace, resp. rychlosti uvolňování látek bude nejspíš zapotřebí vyzkoušet různé dopanty, které by byly schopné tyto vlastnosti regulovat. Jak je zmíněno v kapitole 2.1 vhodnými dopanty by mohly být například hořčík nebo zinek.

4 TERMICKÁ ANALÝZA

Pro zlepšení a optimalizaci procesu žíhání podstoupily vybrané vzorky termickou analýzu na specializovaném pracovišti UACH. Termická analýza umožňuje sledovat a vyhodnocovat probíhané reakce v látkách při ohřívání nebo ochlazování. Zahrnuje několik metod, přičemž se zpravidla provádí více metod v jednom měření a z jejich výsledku lze rozpoznat např. krystalizaci, tání, oxidaci nebo vypařování v látkách. Termická analýza byla provedena v tzv. dynamickém režimu, kdy dochází ke kontinuálnímu nárůstu teploty.

Mezi vybranými vzorky byl jak vzorek s polyuretanem, tak vzorek s polystyrenem. Termická analýza byla provedena při parametrech:

- Počáteční teplota $\vartheta_0 = 30$ °C
- Růst teploty 5 °C/min
- Konečná teplota ϑ = 1100 °C
- Argonová atmosféra

VZOREK PUR

Výchozí navážka byla 14,54 mg. Z průběhu DTA – modrá křivka- je zřetelné, že nejprve dochází k exotermním reakcím (výpal nosné podložky). Maximum nastává cca při 450 °C, kdy rozdíl mezi vzorkem a srovnávací látkou byl cca +7 μ V. Klesání značí spotřebovávání dodané energie – dochází ke slinování železa. Největší hmotnostní úbytek byl mezi teplotami 283 °C – 644 °C a celkový úbytek hmotnosti byl 15,4 %



Obrázek 4: Termická analýza vzorku na bází PUR

VZOREK PS

Vzorek PS 10 % + Fe byl změřen v inertní atmosféře argonu v teplotním rozmezí 30 - 1100 °C s rychlostí ohřevu 5 °/ min. Navážka vzorku byla asi 4 mg. Hmotnostní úbytky nastaly v oblastech asi 50- 130 °C a největší v rozmezí 340-460 °C (- 7%).



Graf 1: Termická analýza vzorku na bázi PS

5 ZÁVĚR

Z termické analýzy bylo zjištěno, že zpočátku dochází k hoření nosné matrice. U PUR hoření dosahuje maxima cca při 460 °C, kdy začíná křivka DTA klesat, což může znamenat slinování železa. Celkový úbytek hmotnosti byl relativně velký – 47,3 %.

Nejlepší průběh měl vzorek na bázi polystyrenu. Celkový úbytek hmotnosti byl cca -7 %, což je ze všech analýz nejméně. Křivka DTA dosahuje maxima cca při teplotě 400 °C, kdy nejspíš dochází k rozkladu zbytků polystyrenu.

Vzorky vytvořené na bázi PS (obrázek 6) byly po vypečení hutné, pevné a jejich struktura byla zachována. Vzorky na bázi PUR (obrázek 5) byly ve většině případů křehké a zůstala z nich pouze drť, což mohlo být způsobeno nedostatečným vsáknutím suspenze do struktury nebo špatně nastaveným procesem výpalu, při kterém nedošlo k dobrému slinování železa a zpevnění struktury.

Vzhledem k tomu, že materiál by se nacházel v lidském těle, je zapotřebí zkoumat jeho chování v prostředí tělních tekutin. Vzorky budou uloženy do fyziologických roztoků a bude pozorováno jejich chování. Vzorky by měly pozvolně a rovnoměrně degradovat. Lze předpokládat, že působením fyziologických roztoků na vzorky budou vznikat různé produkty, které mohou vytvářet ochranné vrstvy na povrchu vzorku. Pro zkoumání tohoto jevu bude měřen korozní potenciál, ze kterého blíže určit k jakým reakcím dochází.

V neposlední řadě budou zkoumány také mechanické vlastnosti vzorků, protože při aplikaci v těle by musely odolávat velkému zatížení. Materiál by měl být dostatečně pevný, ale zároveň pružný, aby se dokázal přizpůsobit tělu. Vhodné by také bylo, aby měl nízký Youngův modul pružnosti, čímž by se přiblížil lidské kosti.



Obrázek 6: Vyžíhaný vzorek na bázi PS



Obrázek 5: Vyžíhaný vzorek na bázi PUR

REFERENCE

- [1] H., HERMAWAN. Updates on the research and development of absorbable metals. [Online] [Citace: 7. 3 2019.] https://www.ncbi.nlm.nih.gov/pmc/articles/PMC6068061/pdf/40204_2018_Article_91.pdf.
- [2] T., HANAWA. Research and development of metals for medical devices based on clinical needs. [Online] [Citace: 7. 3 2019.] https://www.ncbi.nlm.nih.gov/pmc/articles/PMC5099759/pdf/TSTA11661098.pdf.
- [3] T., SUCHÝ. KOMPOZITNÍ MATERIÁLY V MEDICÍNĚ. [Online] [Citace: 7. 3 2019.] http://www.csm-kompozity.wz.cz/tomas_suchy_kompozity.pdf.
- [4] SEDLAŘÍKOVÁ, M.; VONDRÁK, J.; HÁVOVÁ, M.; KOŠÍČEK, A.; KADLEC, J. Preparation and corrosion of biodegradable iron based porous materials. In Advanced Batteries, Accumulators and Fuel Cells. ECS Transactions. Peddington USA: ECS Transaction, 2018. s. 1-6. ISSN: 1938-5862.
- [5] SEDLAŘÍKOVÁ, M.; VONDRÁK, J.; ČUDEK, V.; BINAR, T.; GALANOVÁ, Z. Chemical Corrosion of Porous Iron Alloys Prepared Pyrolytically. In ECS Transaction. ECS Transactions. Pennington USA: Electrochemical Society, 2018. p. 423-430. ISSN: 1938-5862.
- [6] Sedlaříková M., Vondrák J. Čudek P., Galanová Z. Pyrolytic Preparation of Novel Iron Alloys for Biodegradable Implants. ECS Transactions, 2017, vol. 81, no. 1, p. 1-8. ISSN: 1938-5862.

COMPARING OF 3D MODELS USED FOR SHADOW SIMULATION IN PVSOL

Filip Šmatlo

Bachelor Degree Programme (3), FEEC BUT E-mail: xsmatl02@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Jiří Vaněk

E-mail: vanekji@feec.vutbr.cz

Abstract: This article mainly describes creating the 3D model in PVSOL[1] and comparing with real 3D model created in photogrammetry software PIX4D[2]. Main advantage of real 3D model is the precision of shading simulations. Any shadow on photovoltaic module decreases output power so it is important to have precise model of every object that could shade photovoltaic modules. This article also describes design of a photovoltaic system in designing software PVSOL.

Keywords: photovoltaic, system, PVSOL, PIX4D, photogrammetry,

1 ÚVOD

Při návrhu fotovoltaického systému je důležité zhodnotit několik aspektů. Mezi tyto aspekty patří umístění systému, geografické poloha, velikost systému a také stínění. Jelikož stínění značně ovlivňuje výstupní výkon fotovoltaických panelů je potřeba dát na tento vliv velký pozor. Z tohoto důvodu je vhodné přesně určit míru zastínění fotovoltaických panelů a systém upravit tak, aby byla zajištěna největší efektivita a výtěžnost systému. Použitý návrhový program PVSOL umožňuje vytvářet 3D modely budov, na které lze nainstalovat fotovoltaické panely. Vytváření větších a složitějších 3D modelů v programu PVSOL je velmi pracné a časově náročné. Proto byl v této práci použit fotometrický software PIX4D, který umožňuje vytvořit reálný 3D model větších komplexů budov a jejich okolí a tím zvýšit přesnost stínění a také zjistit vliv většího okolí na stínění fotovoltaických panelů.

2 VYTVÁŘENÍ 3D MODELŮ

2.1 PVSOL

Software PVSOL umožňuje vytvářet 3D modely budov pomocí tzv. vytažení objektu z mapy. Pomocí tohoto nástroje lze z letecké fotografie budovy "vysunout" 3D objekt. Nástroj je pro zjištění míry zastínění panelů dostačující a pro většinu budov se často používá. Je velmi vhodný pro zjištění míry stínění objektů umístěných na střeše (komín, satelit, střešní okno). Tímto nástrojem je také možné vytvořit vzdálené velké objekty např. tovární komín. Problém může nastat je-li budova s fotovoltaickým systémem obklopena velkým množstvím budov, které vrhají stín na fotovoltaické panely. Tyto objekty je možné vytvořit, ale realizace by byla velmi časově náročná.

2.2 PIX4D

Fotometrický software PIX4D slouží pro digitalizaci fotografií pořízených z dronů. Nicméně je možné pomocí tohoto softwaru vytvořit libovolný 3D model. Na rozdíl od programu PVSOL, kde pro vyváření 3D modelů slouží jedna fotografie a znalost všech rozměrů budov, potřebuje program PIX4D pro vytvoření reálného 3D modelu velké množství fotografií. Na 3D model (Obrázek 2) bylo použito 103 fotografií z různých úhlů. Výhodou ale je, že pro určení přesného měřítka modelu je potřeba znát jen jeden přesný rozměr budovy např. délka stěny. Pro tuto práci byly použity

fotografie pořízené v programu Google Earth. Spojením fotografií vznikl 3D model části města Brna, ve které se nachází budova s navrhovaným fotovoltaickým systémem.



Obrázek 1: 3D model vytvořen v programu PVSOL (část města)



Obrázek 2: 3D model vytvořen v programu PIX4D (část města)



Obrázek 3: Detail budovy s fotovoltaickým systémem (3D model PVSOL)



Obrázek 4: Detail budovy s fotovoltaickým systémem (3D model PIX4D)

3 SIMULACE STÍNĚNÍ

Program PVSOL umožnuje nasimulovat celoroční průběh stínění. Důležitým vstupním parametrem pro simulaci je zeměpisná poloha objektu s fotovoltaickým systémem. Simulace stínění počítá průměrné roční zastínění každého panelu v systému. Výsledek simulace je vyobrazen procentuálně a pomocí barevné škály. Po porovnání simulací stínění obou 3D modelů můžeme vidět, že jsou modely velmi podobné (Obrázek 5, 6). Oba 3D modely mají také velmi podobný specifický roční výnos. Výnos se liší o 4,52 kWh/kWp, neboli o 0,44%. Další důležitou výstupní hodnotou simulace je snížení výnosu zastíněním. V této hodnotě se modely liší o 0,5 %/rok.



Obrázek 5: Simulace stínění modelu PVSOL



Obrázek 6: Simulace stínění modelu PIX4D

4 NÁVRH FOTOVOLTAICKÉHO SYSTÉMU

Po vytvoření 3D modelu je návrh fotovoltaického systému velmi individuální. V programu PVSOL lze zvolit model panelů, jejich rozmístění a upevnění na střechu. Co se týče výběru střídače pro navrhovaný systém, umožňuje PVSOL automatickou konfiguraci a výběr střídače na základě zvolených panelů, jejich rozložení do stringů a výkonu. Kabelové propojení je generováno automaticky a je možné je upravovat. Velkou výhodou programu PVSOL je, že každý fotovoltaický komponent (střídače, panely, baterie) dostupný na trhu je katalogizován a má v programu PVSOL vytvořen model s přesnými parametry. [3]

5 ZÁVĚR

Důležitým vlivem na výkon fotovoltaického systému je stínění. Určením přesné míry stínění lze dostatečně přesně určit výtěžnost daného systému. Hlavní cíl této práce je popis vytváření 3D modelů v programu PVSOL a PIX4D, přesnost simulací stínění a jejich porovnání. Porovnáním výsledků simulace stínění bylo zjištěno, že jsou oba modely velmi podobné. Model vytvořený v programu PIX4D má větší míru zastínění. To bylo nejspíše způsobeno nerovnostmi v 3D modelu. Díky malým odchylkám ve výsledcích simulace lze tento model označit za dostatečně přesný. Z hlediska časové náročnosti vytváření 3D modelů záleží na složitosti objektů, které můžou zastínění fotovoltaických panelů způsobovat. Jedná-li se o prostředí s minimálním zastíněním okolních objektů (pole, samostatné objekty) je výhodnější využít 3D editor PVSOL. Na druhou stranu pro zastavěná prostředí (města, areály firmy) je lepší využít fotogrametrický software PIX4D.

REFERENCE

- [1] *Valentine Software* [online]. [cit. 2019-03-14]. Dostupné z: https://www.valentin-software.com/en/products/photovoltaics/57/pvsol-premium
- [2] *PIX4D* [online]. [cit. 2019-03-14]. Dostupné z: https://www.pix4d.com/
- [3] HASELHUHN, Ralf a Petr MAULE. Fotovoltaické systémy: energetická příručka pro elektrikáře, techniky, instalatéry, projektanty, architekty, inženýry, energetiky, manažery, stavitele, studenty, učitele, ostatní odborné a profesní soukromé nebo veřejné instituce a zájemce o fotovoltaický obor a energetickou nezávislost. Plzeň: Česká fotovoltaická asociace, 2017. ISBN 978-80-906281-5-1.

LABORATORY EXPERIMENT FOR SUBJECT ECOLOGY OF PRODUCTION: INFLUENCE OF WATER VAPOUR ON THE AMOUNT OF INCIDENT SUNLIGHT

Lucie Balcárková

Bachelor Degree Programme (3), FEEC BUT E-mail: xbalca04@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Petr Bača

E-mail: baca@feec.vutbr.cz

Abstract: Electromagnetic radiation coming from the Sun passes through the Atmosphere. Part of the radiation is absorbed, another part is reflected back to the Space. This laboratory experiment was created to provide students a measurable proof of influence of water vapour to incident radiation.

Keywords: laboratory experiment, ecology of production, water vapour, electromagnetic radiation

1 ÚVOD

Vodní pára přítomná v atmosféře hraje významnou roli v mnoha atmosférických jevech. Mezi tyto atmosférické jevy patří např. počasí nebo skleníkový efekt. U skleníkového efektu dochází k interakci elektromagnetického záření s tzv. skleníkovými plyny obsaženými v atmosféře Země, a právě touto problematikou se zabývá navrhovaná laboratorní úloha.

Přítomnost atmosféry způsobí, že určitá část elektromagnetického záření je zadržena při povrchu, a tím dochází k ohřevu planety. [1] Atmosféra Země obsahuje mnoho různých skleníkových plynů, které jsou schopny záření zadržovat. Mezi hlavní skleníkové plyny patří vodní pára, oxid uhličitý (CO₂; 310 ppm^{*}), metan (NH₄; 2 ppm^{*}), oxid dusný (N₂O; 0,50 ppm^{*}), a ozón (O₃; 0 – 0,07 ppm^{*}) [2]. Koncentrace vodní páry se pohybuje mezi 0-4 % a závisí na místě, ročním období, denní době i počasí a dalších faktorech. Relativní vlhkost atmosféry během roku se pohybuje mezi 6 a 85 %. [3]

Z výše uvedeného plyne, že v atmosféře je ze skleníkových plynů v nejvyšší koncentraci zastoupena vodní pára. Vysoká koncentrace ale není vše, protože schopnost plynů reagovat se zářením dopadajícím na Zemi se také podstatně liší. V Tabulce 1 je pro srovnání uvedeno, jaké poměrné množství CO₂ by zapříčinilo skleníkový efekt o stejné intenzitě jako ostatní plyny.

Tabulka 1: Srovnání skleníkových plynů vůči CO2 z hlediska schopnosti interakce s elektromagne-
tickým zářením [4]

Skleníkový plyn	Koncentrace (roky)		Změna oproti roku 1780	Ekvivalent CO ₂
	1780	1995		
vodní pára	0,2 - 4 %, průměrně 1,3 %		-	>10 000
CO ₂	280 ppm	360 ppm	+ 29 %	1
CH ₄	0,70 ppm	1,70 ppm	+ 143 %	20
N ₂ O	280 ppb	310 ppb	+ 11 %	200
Ozón (O ₃)	-	82 ppb	Globální množství pokleslo ve stratosféře a vzrostlo v blízkosti povrchu	2000

^{*} Poměrné zastoupení plynu ve složení suché a čisté atmosféry v blízkosti povrchu Země. [2]

Na základě srovnání v Tabulce 1 a procentuálního zastoupení plynů v atmosféře lze říci, že vodní pára je nejúčinnějším skleníkovým plynem přítomným v atmosféře Země. Z tohoto důvodu bude použita i v laboratorní úloze při měření vlivu své atmosférické koncentrace na průchod elektromagnetického záření.

Molekuly skleníkového plynu mohou dopadající elektromagnetické záření buďto odrazit nebo absorbovat, případně část absorbovat a vyzářit přebytečnou energii ve formě záření o jiné vlnové délce do libovolného směru. Může dojít také k difrakci záření na molekule plynu, záření poté změní směr šíření. Všechny tyto interakce se ve větší či menší míře projevují i v navržené laboratorní úloze, proto se zvyšující se koncentrací vodní páry dochází k poklesu množství elektromagnetického záření šířícího se v přímém směru od zdroje záření k senzoru.

Každý plyn však interaguje s jinými vlnovými délkami záření, jak je znázorněno v Grafu 1, proto je třeba měřicí aparaturu sestavit tak, aby měření probíhalo ve vhodném rozsahu vlnových délek, kde bude nejméně zatíženo vlivem ostatních skleníkových plynů.



Obrázek 1: Absorpční spektra významných skleníkových plynů se zvýrazněním rozsahu měřicího přístroje [4]

2 PRINCIP MĚŘENÍ A NÁVRH MĚŘICÍ APARATURY

Princip měření spočívá ve vytvoření měřicí aparatury, kde ze zdroje vycházející elektromagnetické záření bude procházet ustálenou atmosférou s přesně známou koncentrací vygenerované vodní páry uvnitř uzavřené nádoby, což simuluje jev, kdy záření prochází atmosférou. Průchod vodní párou způsobí, že část záření je nevratně absorbována molekulami H₂O, část je absorbována a zase vyzářena v jiných vlnových délkách různými směry do prostoru, část je odražena a zbytek záření proniká párou až na senzor měřicího přístroje.

Výsledkem takového měření při kontrolované změně koncentrace vodní páry je závislost množství pronikajícího záření na relativní vlhkosti uvnitř nádoby.

Návrh měřicí aparatury zahrnuje:

- **uzavřenou nádobu** udržení prostředí s nastavenými podmínkami, konstrukční upevnění ostatních prvků měřicí aparatury
- generátor vodní páry vyvíječ studené páry (inverzní piezoelektrický jev)
- měřicí přístroj pro měření výkonu elektromagnetického záření měří množství dopadajícího záření na senzor, kladeny požadavky na cenu a vyhovující přesnost a citlivost přístroje, stejně jako na jeho praktické provedení

- zdroj spojitého elektromagnetického záření základní požadavek je spektrum vyzařování odpovídající rozsahu měřicího přístroje, dále dostatečný zářivý výkon zdroje rovnoměrně rozložený v tomto spektrálním rozsahu
- **senzor relativní vlhkosti a teploty DHT22** měření teploty a vlhkosti je důležité z hlediska monitorování podmínek uvnitř nádoby a zaznamenání výsledné závislosti
- vývojová platforma Arduino pro zpracování měřených hodnot teploty a vlhkosti
- **displej** výpis měřených hodnot teploty a vlhkosti
- ventilátor homogenizace prostředí pro spolehlivé měření

3 MĚŘICÍ PŘÍSTROJ A ZDROJ SPOJITÉHO ELEKTROMAGNETICKÉHO ZÁŘENÍ

Z Grafu 1 je patrné, že vodní pára je schopna interagovat s velmi širokým spektrem vlnových délek od viditelného záření po velmi dlouhé vlny infračerveného záření. V oblasti delších infračervených vln (zhruba od 1100 nm) se projevují i ostatní skleníkové plyny, což je pro navrhovanou úlohu považováno za nežádoucí. Vhodný se jeví rozsah 600-1100 nm.

Intenzitu dopadajícího elektromagnetického záření lze měřit měřicím přístrojem, tzv. Solar Power Meterem. Tento typ přístroje se používá např. k nalezení vhodného umístění solárních panelů a nastavení jejich vhodného sklonu. Měří zářivý výkon ve W/m² nebo Btu/(ft²·h). Spektrální rozsah nejčastěji uváděný výrobci je 400-1000 nm.

Na základě srovnání komerčně dostupných měřicích přístrojů byl vybrán Solar Power Meter od výrobce Anaheim Scientific (model H115), který má spektrální rozsah 400-1100 nm (v Grafu 1 zvýrazněn), tři měřicí rozsahy, rychlé vzorkování a jako jediný má možnost napájení přes adaptér, což je v případě statické laboratorní úlohy velká výhoda.

Protože měřicí přístroj je citlivý na vlnové délky 400-1100 nm, musí být použit takový zdroj elektromagnetického záření, který tento rozsah vlnových délek vyzařuje. Jako vhodné a dobře dostupné se jeví běžné halogenové žárovky, které vyzařují jak viditelné, tak infračervené záření. Bylo tedy provedeno měření spekter vyzařování různých typů halogenových žárovek spektrometrem Spectri-Light. Halogenové žárovky byly umístěny do paraboly pro efektivní směrování záření. Na základě tohoto měření a měření zakoupeným přístrojem Solar Power Meter H115 firmy ANAHEIM Scientific byl vybrán jeden typ, který je vhodný pro použití v navrhované laboratorní úloze – halogenová žárovka typu H4 (potkávací světla).



Obrázek 2: Spektrum vyzařování vybraného zdroje elektromagnetického záření – halogenové žárovky H4 (potkávací světla)

4 VÝSTUP LABORATORNÍ ÚLOHY

Výstupem laboratorní úlohy je výše zmiňovaná závislost množství dopadajícího elektromagnetického záření na množství vodní páry v uzavřené nádobě, přičemž hodnota relativní vlhkosti je odečítána z displeje připojeného k platformě Arduino, která zpracovává data ze senzoru teploty a vlhkosti DHT22, a hodnota intenzity elektromagnetického záření je odečítána z displeje vybraného měřicího přístroje Anaheim Scientific H115.



Obrázek 3: Výstup měření laboratorní úlohy

5 MODEL MĚŘICÍ APARATURY





6 ZÁVĚR

Na základě teoretických podkladů byl vypracován návrh měřicí aparatury vhodné pro laboratorní úlohu včetně výběru zdroje záření a měřicího přístroje. Byly provedeny testovací měření pro ověření správnosti předpokladů vlivu vlhkosti na množství dopadajícího záření a tyto předpoklady byly potvrzeny. Dále byly navrženy a metodou 3D tisku zhotoveny funkční doplňky pro aparaturu.

PODĚKOVÁNÍ

Tento příspěvek vznikl za podpory grantu specifického vysokoškolského výzkumu na VUT v Brně: Projektu Materiály a technologie pro elektrotechniku III, FEKT-S-17-4595

REFERENCE

- JIAN-BIN, Huang, Wang SHAO-WU, Luo YONG, Zhao ZONG-CI a Wen XIN-YU. The Science of Global Warming. *Advances in Climate Change Research* [online]. 2012, 3(3), 174-178 [cit. 2018-12-06]. DOI: 10.3724/SP.J.1248.2012.00174. ISSN 16749278.
- [2] Složení atmosféry Země. *Meteocentrum* [online]. Praha: Meteocentrum, c2007-2018 [cit. 2018-12-06].
- [3] OKTYABRSKIY, Valery P. A new opinion of the greenhouse effect. *St. Petersburg Polytechnical University Journal: Physics and Mathematics* [online]. 2016, 2(2), 124-126 [cit. 2018-12-06]. DOI: 10.1016/j.spjpm.2016.05.008. ISSN 24057223.
- [4] BAČA, Petr. Výukové materiály předmětu Ekologie výroby. Brno.

^{**} Zdroje 3D modelů: model ventilátoru: GRABCAD.com, vytvořil uživatel Igor Zelinskiy (d8015sm-3); model halogenové žárovky: GRABCAD.com, vytvořil uživatel Vagner Bachm (Automotive lamp H4); model paraboly: firma TREMONDI s.r.o.

CHARACTERIZATION OF ELECTRICAL PROPERTIES OF GRAPHENE-BASED MATERIALS ON MEMS STRUCTURES

Jan Brodský

Bachelor Degree Programme (3), FEEC BUT E-mail: xbrods02@vutbr.cz

Supervised by: Imrich Gablech

E-mail: imrich.gablech@ceitec.vutbr.cz

Abstract: This work presents characterization of basic electrical properties of graphene and graphene oxide. Graphene was prepared by chemical reduction of graphene oxide. The experimental part of this work describes the process of graphene oxide and reduced graphene oxide sample preparation and measurement of its current-voltage characteristic by two-point probe method. Measurement is carried out on MEMS structure, which can be used for mechanical bending. Such structure will serve for utilization of graphene and other 2D materials.

Keywords: MEMS, graphene, graphene oxide, current-voltage characteristic, Raman spectroscopy

1 ÚVOD

Grafen byl poprvé izolován v roce 2004. Od té doby je téměř neustále zkoumán pro své výjimečné vlastnosti, ať už mechanické, optické nebo elektrické. Historie samotného grafenu však sahá mnohem hlouběji do minulosti, až k objevení obyčejné grafitové tužky. Grafit je totiž složen z vrstev grafenu, které jsou na sebe slabě vázány van der Waalsovými silami. Při psaní tedy dochází k produkci vrstev grafenu [1].

2 GRAFEN

Grafen patří do skupiny 2D materiálů. Vyznačuje se tím, že se skládá z jedné ploché vrstvy atomů uhlíku. Tyto atomy jsou velmi těsně vázány v šestiúhelníkové mřížce, což společně s sp² hybridizací zajišťuje stabilitu grafenu. Mezi předmět zájmu však patří kromě jednovrstvého grafenu i dvouvrstvý a několikavrstvý. Každý z nich vykazuje své specifické vlastnosti. U jednovrstvého a dvouvrstvého grafenu jsou tyto vlastnosti velmi podobné. V obou případech se jedná o polovodič s nulovou šířkou zakázaného pásu. Díky své krystalické struktuře má grafen pozoruhodnou strukturu vazeb. Každý atom uhlíku je vzdálen 142 pm od svých tří sousedících atomů. S každým z nich sdílí jednu σ vazbu. Čtvrtou vazbou pak je π vazba, která je orientována ve směru osy z, tedy mimo rovinu vrstvy atomů [1, 2].

2.1 ELEKTRICKÉ VLASTNOSTI

Významným elektrickým atributem grafenu je pohyblivost nosičů náboje μ , která by měla být pro elektrony i díry téměř identická. Při pokojové teplotě pak může přesahovat 15000 cm²·V⁻¹·s⁻¹ u kvalitního grafenu získaného pomocí mechanické exfoliace nebo chemické depozice z plynné fáze (CVD). Nosiče nábojů se vyskytují v koncentraci *n* až 10¹³ cm⁻². Za standardních podmínek obsahuje grafen defekty a nečistoty a také dochází k interakci se substrátem, na kterém je umístěn. Tyto nedokonalosti následně vznikem prostorových nehomogenit ovlivňují elektrické vlastnosti. Tyto nedokonalosti se stávají zdrojem srážek a zkracuje se tedy střední volná dráha elektronů [3]. Při eliminaci těchto problémů, například podleptáním substrátu a vytvořením suspendovaného grafenu, byly naměřeny hodnoty pohyblivosti μ až 200000 cm²·V⁻¹·s⁻¹ pro koncentraci *n* nižší než 5·10⁹ cm⁻². Vodivost suspendovaného grafenu je však na rozdíl od vzorků grafenu na substrátu velmi závislá na teplotě [4]. Při mechanickém ohýbání grafenu dochází k mírnému zhoršení elektrických vlastností, stále jsou však na takové úrovni, kdy je grafen vhodnou volbou pro použití v aplikacích, kdy je ohyb vyžadován. I při ohybu ve velkém úhlu byla naměřena pohyblivost nosičů náboje 1200 cm²·V⁻¹·s⁻¹ [5]. Míru namáhání, a tedy i změnu elektrické struktury grafenu lze určit pomocí Ramanovy spektroskopie. Sleduje se zejména pozice a šířka G a 2D vrcholů [6].

3 EXPERIMENTÁLNÍ ČÁST

V této části práce je popsána příprava vzorku, volt-ampérová (VA) charakterizace dvoubodovou metodou měření a charakterizace Ramanovou spektroskopií.

3.1 CHARAKTERIZACE DVOUBODOVOU METODOU MĚŘENÍ

Pro první měření volt-ampérových charakteristik dvoubodovou metodou byla zvolena 2D FET struktura (Obrázek 1) vyrobená v Národním institutu standardů a technologie (NIST, USA). Hlavní částí této struktury byly planární elektrody určené pro charakterizaci 2D materiálu, v tomto případě tedy grafen oxid (GO). Tyto elektrody jsou umístěny na nosnících, které jsou připraveny k podleptání. Následně je umožněn ohyb těchto nosníků, což způsobí natažení materiálu mezi elektrodami. Jako substrát pro elektrody byl použit Si wafer s 50 nm vrstvou SiO₂ vytvořenou mokrou termální oxidací. Samotné elektrody pak byly vytvořeny pomocí niklu (Ni) a zlata (Au). Elektrody byly vyrobeny pomocí UV litografie s krokovací kamerou umožňující rozlišení pod 1 μm a vyleptány pomocí iontového odprašování.



Obrázek 1: Vyrobená struktura pro charakterizaci 2D materiálu [7]

Následně byl připraven roztok GO naředěním v poměru 1:10 s deionizovanou vodou. Pomocí pipety byl roztok nakapán na střed čipu. Poté byly vzorky umístěny do sušičky. Sušení začínalo při pokojové teplotě, aby nedošlo k popraskání GO. Následně byla teplota zvyšována až na ≈ 60 °C s rychlostí růstu ≈ 8 °C·min⁻¹. Celý proces sušení trval ≈ 15 minut. Po přesunu vzorků do vakuové pece bylo zahájeno žíhání při tlaku $\approx 4 \cdot 10^{-4}$ Pa, které probíhalo za teploty ≈ 120 °C po dobu 6 hodin. Cílem žíhání byla desorpce vody a OH skupin [8] a zlepšení elektrického kontaktu mezi GO a elektrodami. Detail elektrod s GO je na Obrázek 2. Stejným způsobem byly na čip naneseny vločky redukovaného grafen oxidu (rGO), které však nebylo nutno žíhat. Už po zasušení totiž vykazovaly ohmický kontakt mezi rGO a elektrodou.



Obrázek 2: SEM snímek elektrod s GO [7]

Měřením na hrotovém zařízení Cascade MPS150 společně se zdrojem napětí Agilent byly získány VA charakteristiky pro GO a rGO (Obrázek 3). Z grafů je patrné, že odpor rGO je o několik řádů (≈ 2) nižší než odpor GO. Kvůli malým rozměrům vloček bylo možné rGO zcharakterizovat pouze na strukturách se vzdáleností elektrod 0,5 µm.



Obrázek 3: (A) VA charakteristiky pro GO, rostoucí vzdálenost mezi elektrodami; (B) VA charakteristiky pro rGO.

3.2 CHARAKTERIZACE RAMANOVOU SPEKTROSKOPIÍ

Jedná se o nedestruktivní spektroskopickou metodu, která nevyžaduje zvláštní přípravu vzorku. Jejím použitím lze získat informace o počtu vrstev GO a rGO. Měření probíhalo na přístroji WITec alpha300 R s laserem o vlnové délce 532 nm. Výkon laserového svazku bylo nutné nastavit na 5 mW, protože při vyšších hodnotách již docházelo k poškození vzorku. Na Obrázek 4 jsou zobrazena Ramanova spektra společně se snímkem z optického mikroskopu. Vločky rGO jsou viditelné díky kontrastu se substrátem Si/SiO₂.



Obrázek 4: (A) Naměřená Ramanova spektra; (B) Snímek vloček z optického mikroskopu; (C) Ramanova mapa (světlá barva značí vločky s nízkým počtem vrstev).

Srovnáním naměřených spekter s literaturou lze určit počet vrstev. Roli zde hraje hlavně poměr a pozice vrcholů D a G. Dalším důležitým ukazatelem je tvar vrcholu 2D. Počet vrstev lze orientačně určit i pomocí optického mikroskopu, kdy velmi světlé, téměř průhledné vločky mají nejnižší počet vrstev (zpravidla 1-4) [9, 10].

4 ZÁVĚR

Výše popsanými metodami byly zcharakterizovány vzorky GO a rGO. Z naměřených VA charakteristik lze usoudit, že rGO má o několik řádů vyšší vodivost než GO. Příprava vzorků pomocí pipetového nanášení není zcela vhodná, protože jsou vločky GO rozprostřeny náhodně, ovšem je plně dostačující pro ověření funkčnosti vyrobených struktur. Proto bude v další práci použit CVD grafen a vytvarován pomocí UV litografie a leptáním O₂ plazmou. Nosníky nesoucí elektrody jsou připraveny k podleptání a bude je tedy možné ohýbat společně s charakterizovaným materiálem na elektrodách. Ohybem dojde k mechanickému natažení materiálu. Toto natažení umožňuje modulovat elektrické a chemické vlastnosti 2D materiálů. Dalším krokem bude tedy změření změny elektrických vlastností materiálu při ohybu. Vyrobená struktura nabízí nové možnosti pro charakterizaci dalších 2D materiálů, které jsou na ohyb citlivější než grafen. Mezi tyto materiály patří například sulfid molybdeničitý, fosforen, antimonen a germanen. Tyto materiály lze využít pro výrobu vysoce citlivých senzorů na molekulové úrovni. Dalším přínosem je vysoká selektivita, kterou se v dnešní době stále nedaří u většiny typů komerčních senzorů zajistit.

PODĚKOVÁNÍ

Část práce byla provedena za podpory výzkumné infrastruktury CEITEC Nano (ID LM2015041, MŠMT, 2016–2019), CEITEC Vysoké učení technické v Brně.

REFERENCE

- [1] CASTRO NETO, A. H., F. GUINEA, N. M. R. PERES, K. S. NOVOSELOV, et al. The electronic properties of graphene. Reviews of Modern Physics, Jan-Mar 2009, 81(1), 109-162. DOI: 10.1103/RevModPhys.81.109. ISSN 0034-6861.
- [2] NOVOSELOV, K. S., A. K. GEIM, S. V. MOROZOV, D. JIANG, et al. Electric field effect in atomically thin carbon films. Science, Oct 22 2004, 306(5696), 666-669. DOI: 10.1126/science.1102896. ISSN 0036-8075.
- [3] COOPER, D. R., B. D'ANJOU, N. GHATTAMANENI, B. HARACK, et al. Experimental Review of Graphene. ISRN Condensed Matter Physics, 2012, 2012, 56. DOI: 10.5402/2012/501686. ISSN 2090-7400.
- [4] DU, X., I. SKACHKO, A. BARKER AND E. Y. ANDREI Approaching ballistic transport in suspended graphene. Nature Nanotechnology, Aug 2008, 3(8), 491-495. DOI: 10.1038/nnano.2008.199. ISSN 1748-3387.
- [5] BRIGGS, B. D., B. NAGABHIRAVA, G. RAO, R. GEER, et al. Electromechanical robustness of monolayer graphene with extreme bending. Applied Physics Letters, Nov 29 2010, 97(22). DOI: Artn 22310210.1063/1.3519982. ISSN 0003-6951.
- [6] BOUSA, M., G. ANAGNOSTOPOULOS, E. DEL CORRO, K. DROGOWSKA, et al. Stress and charge transfer in uniaxially strained CVD graphene. physica status solidi (b), 2016/12/01 2016, 253(12), 2355-2361. DOI: 10.1002/pssb.201600233. ISSN 0370-1972.
- [7] GABLECH, I. CMOS compatible piezoelectric resonator with FET structure for graphene monolayer properties modulation. Doctoral thesis Brno University of Technology, 2018.
- [8] SLOBODIAN, O. M., P. M. LYTVYN, A. S. NIKOLENKO, V. M. NASEKA, et al. Low-Temperature Reduction of Graphene Oxide: Electrical Conductance and Scanning Kelvin Probe Force Microscopy. Nanoscale Research Letters, May 8 2018, 13. DOI: Artn 13910.1186/S11671-018-2536-Z. ISSN 1556-276X.
- [9] GRAF, D., F. MOLITOR, K. ENSSLIN, C. STAMPFER, et al. Raman imaging of graphene. Solid State Communications, Jul 2007, 143(1-2), 44-46. DOI: 10.1016/j.ssc.2007.01.050. ISSN 0038-1098.
- [10] WU, J. B., M. L. LIN, X. CONG, H. N. LIU, et al. Raman spectroscopy of graphene-based materials and its applications in related devices. Chemical Society Reviews, Mar 7 2018, 47(5), 1822-1873. DOI: 10.1039/c6cs00915h. ISSN 0306-0012.

MEASURING CARD FOR ELECTRICAL IMPEDANCE TOMOGRAPHY

Martin Balajka

Bachelor 1, FEEC BUT E-mail: xbalaj04@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Jan Dušek

E-mail: xdusek19@stud.feec.vutbr.cz

Abstract: This project aims to design and to implement measuring card for electrical impedance tomography (EIT). The main function of the card is to switch the voltage measuring electrodes and to select the feeding current polarity on any tomography electrode. The commonly used commercial cards utilize the relays. The main problems of this approach are speed of the switching, self-consumption, size and signal noise. Our solution consists in utilizing the MOSFET technology with optocoupler to isolate the feeding and measuring electrodes galvanically. The MOSFET optocouplers are driven by the shift registers controlled by the Raspberry Pi Zero embedded system.

Keywords: Electrical impedance tomography, MOSFET, Shift register, Raspberry Pi.

1 ÚVOD

EIT (Electrical impedance tomography) EIT je nedeštruktívna diagnostická metóda pre rekonštrukciu rozloženia impedancie vnútri sledovaného objektu. Pre rekonštrukciu obrazu je potrebné priviesť prúdové budenie a zároveň merať harmonické napätie na elektródach umiestnených ekvidistančne na povrchu objektu. Z meraných napätí je následne rekonštruované rozložene impedancie pomocou inverznej úlohy.



Obrázek 1: Schéma snímania hraničného potenciálu. [2]

Úlohou projektu je navrhnúť a realizovať elektrické zapojenie, ktoré by bolo schopné ľubovoľne prepínať jednotlivý pól prúdového zdroja alebo merača napätia na ľubovoľnú sondu tak, ako je na obrázku č. 1.

2 RIEŠIENIE ZAPOJENIA A REALIZÁCIA MERACEJ KARTY

Riešenie a návrh zapojenia vychádza z niekoľko bodov, ktoré sú zhrnuté v nasledujúcich podkapitolách:

2.1 SPÍNANIE MOSFETOV

Pre spínanie 64 MOSFETov pre jednu dosku je využitý 2×32bit posuvný register HV5530. Tento posuvný register ktorý je riadený tromi signálmi (data in, clock, latch enable) umožňuje spínať 32 výstupov voči zemi. Ďalšie posuvné radiče sú zapojené do série prepojením s data out do data in. Tento čip umožňuje ešte zmeniť riadiacu polaritu (pre spínanie výstupu z logickej 1 na logickú 0 a

opačne) a hromadne vypnúť alebo zapnúť výstupy. Vnútorné zapojenie je znázornené na obrázku č.2.



Obrázek 2: HV5530 vnútorne zapojenie. [3]

2.2 SPÍNANIE NAPÄTIA S NEURČITOU POLARITOU A GALVANICKÉ ODDELENIE

Pre spínanie ľubovoľného pólu zdroja prúdu alebo merača napätia bolo nutné použiť zapojenie MOSFETov, ktoré sú určené pre spínanie striedavého napätia, viz obrázok č. 3. Toto zapojenie bolo otestované simuláciou, pri spínaní sínusoidy (šedý graf) s amplitúdou 0.1V a frekvenciou 10Hz pulzným signálom (modrý graf) o frekvencií 5Hz. Výsledkom tohto bol graf červený na ktorom je možné pozorovať, že po vypnutí vstupného signálu, sa na výstup nedostala ani kladná, ani záporná časť sínusoidy. Rezistor na výstupe reprezentoval umelú záťaž pre umožnenie simulácie.



Obrázek 3: Simulácia spínania striedavého napätia.

Pre bezpečnosť riadiaceho systému bolo nutné použiť galvanické oddelenie, ktoré je vyriešené použitím dvojice MOSFETov s riadením cez optočlen. Túto vlastnosť umožňuje čip TLP3545A. Z tohto čipu je katóda(pin č. 2) spínaná cez posuvný register(podkapitola 2.1) voči zemi. Anóda (pin č. 1) je napojená cez rezistor na 12V. Každý čip má svoju LED signalizáciu.



Obrázek 4: Vnútorne zapojenie TLP3545A. [1]

2.3 ČIASTOČNÁ SCHÉMA ZAPOJENIA

Toto zapojenie jednej meracej karty umožňuje pripojenie 16 meracích sond. Maximálny prúd na 1 sondu je 4A a maximálne 60V. Čas zopnutia jedného spínacieho čipu je 0.5ms a vypnutie 0.1ms.





2.4 LOGIKA RIADENIA A KOMUNIKÁCIA S PC CEZ ROZHRANIE UART

Pre jednoduché riadenie je využité Raspberry Pi zero, ktoré umožňuje komunikovať s PC cez UART a zároveň riadiť posuvné registre. Táto komunikácia umožňuje ľubovoľne si zvoliť meracie/napájacie sondy ktoré sa nachádzajú v meracej sústave-nádobe. Riadiaci algoritmus je napísaný v Pythone.



Obrázek 6: Bloková schéma riadenia a komunikácie s PC.

2.5 NÁVRH PLOŠNÉHO SPOJA

DPS meracej karty je 4-vrstvová s rozmerom 180x180mm. Počet ciest 532, počet vŕtaných dier 596 a najtenšia cesta 0.3mm. Celkové zapojenie obsahuje 1 až viac meracích kariet a jednu IO dosku pre privedenie prúdového zdroja, merania napätia a riadiaceho signálu z Raspberry Pi zero.

3 ZÁVER

Pri riešení tohoto projektu sa kládol dôraz na možnosť ľubovoľne nakombinovať prúdový zdroj spolu s meraním napätia a na nízky prechodový odpor. Tieto dva dôležite faktory umožňujú z viacerých meraní presne rekonštruovať rozloženie impedancie vnútri skúmaného prostredia. Meracia karta bude využitá v ďalšom výskume nedeštruktívnych diagnostických metód napríklad pri skúmaní zemného podložia vodných diel.

REFERENCIE

- [1] TLP3545A Data sheet. semicon-storage.com [online]. 2017 [cit. 2019-02-24]. Dostupné z: http://toshiba.semicon-storage.com/info/docget.jsp?did=60318&prodName=TLP3545A
- [2] BERA, Tushar Kanti, Atanu CHOWDHURY, Hiranmoy MANDAI, Kalyan KAR, Animesh HAIDER a Jampana NAGARAJU. Thin domain wide electrode (TDWE) phantoms for Electrical Impedance Tomography (EIT). Www.semanticscholar.org [online]. 2015 [cit. 2019-02-24]. Dostupné z: https://www.semanticscholar.org/paper/Thin-domain-wideelectrode-(TDWE)-phantoms-for-Bera-Chowdhury/43f20ea8802bf4dae40956a32b96d20ba5b46a93
- [3] HV5530. Microchip.com [online]. 2017 [cit. 2019-02-24]. Dostupné z: http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/20005851A.pdf

Bakalářské projekty

Silnoproudá elektrotechnika a elektroenergetika

DIFFERNT METHODOLOGIES FOR ESTIMATING PHOTO-VOLTAIC ROOF POTENTIAL

Martin Štefek

Bachelor Programme (3.), FEEC BUT E-mail: xstefe10@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Martin Paar

E-mail: paar@feec.vutbr.cz

Abstract: The aim of this study is to verify the methodologies used for estimating photovoltaic roof potential. This text compares results of different top-down methodologies and designes its own time-consuming methodology based on ČSN EN 15316-4-3.

Keywords: photovoltaic potential, households

1 ÚVOD

V posledních letech dochází ke zvýšenému zájmu o střešní instalace v sektoru rodinných domů. Jedná se o malé instalace se špičkovým výkonem do 10 kWp. Tento vývoj je zapříčiněn změnou v dotačním systému (dnes Nová zelená) podporujícím malé fotovoltaické elektrárny sloužící pro vlastní spotřebu domácností. Zároveň dochází ke snížení pořizovací ceny fotovoltaických a bateriových systémů. Další výhodou je v případě výpadku možnost nezávislosti na síti. Spolu se zdražující se elektrickou energií je tak investice do střešní fotovoltaické instalace stále výhodnější. Do budoucna je předpokládán zvyšující se nárůst malých střešních instalací, proto je přínosné provedení obecních, regionálních či celostátních průzkumů o potenciálním výkonu těchto malých instalací a jejích dopadů na elektrickou síť. Tento příspěvek se zabývá odhadem celkového technického potenciálu střešní fotovoltaiky (FVE) a sumarizuje jednotlivé metodiky aplikované na části obce.

2 FOTOVOLTAICKÉ KALKULAČKY

Pro přibližný odhad výroby střešních FVE bylo vytvořeno mnoho pomocných nástrojů. Pro Českou republiku je např. dostupná kalkulačka e.on. Pro odhad využívá podklady z družicového snímkování, ze kterých je přibližně odečtena plocha střechy. Jelikož je množství vstupních dat omezené, tak celkový potenciál střešní instalace je značně podhodnocen z důvodu využití pouze části střechy. Další podobné kalkulačky nabízí například společnost Tesla a IKEA. Nejpokročilejším pomocným nástrojem pro odhad potenciální produkce je v současné době Project Sunroof od společnosti Google. K březnu 2019 je spuštěn pro USA, Německo a Velkou Británii. Tento online nástroj pro svůj odhad využívá 3D mapové podklady radiační mapy spolu s Google Earth. Nástroj je schopný dle zadané adresy detekovat střešní plochu a odhadnout její potenciál s ohledem na sklon a orientaci vůči světovým stranám viz. **Obrázek 1**. Tato aplikace byla poprvé spuštěna v rocen 2015 a od té doby je průběžně vylepšována a dále vyvíjena ve spoluprací s distributory elektřiny (např. e.on) [1].



Obrázek 1: Project Sunroof [2]
3 ODHAD POTENCIÁLU

Výše uvedené fotovoltaické kalkulačky v České republice buď nejsou dostupné či nedosahují požadované přesnosti. Proto je nutné k odhadu celkového potenciálu při plošném užití postupovat odlišně. Do budoucna se však pro podobné plošně aplikovatelné odhady nabízí využití radiačních map spolu s 3D mapami webu mapy.cz či lidaru. Následující kapitoly shrnou doposud využité metodiky aplikované na obec Moravany u Brna spolu s vlastním návrhem odhadu aplikovaným zobrazené území viz. **Obrázek 2** (celkem je uvažováno 1000 zastavěných pozemků).



Obrázek 2: Náhled zpracované části obce [3]

3.1 METODIKA DLE STUDIE ENACO

Metodika ze studie [4] (2015) uvažuje s předpokladem, že pouze 25 % jiných budov a 55 % rodinných a bytových domů je vhodných pro umístění fotovoltaické instalace při využití pouze jedné třetiny střešní plochy u vhodných domů. Původní metodika využívá ke stanovení střešní plochy data o podlažnosti budov. Z důvodu výskytu převážně jednopodlažní rodinných domů na zkoumaném území, jsou údaje o podlažnosti zanedbány a je uvažováno pouze se zastavěnou plochou (včetně nádvoří). To do metodiky vnáší statistickou chybu. Postup výpočtu zobrazuje **Tabulka 1**.

Zastavěná plocha (zahrnuté RD/BD)	Sz	[m ²]	127611
Zastavěná plocha (ČSÚ)	S _{čsú}	[m ²]	294300
Podíl využitelnosti střechy	K _v	[-]	0,33
Podíl vhodných RD/BD	K _{RD}	[-]	0,55
Podíl vhodných jiných budov	KJ	[-]	0,25
Plocha zabíraná panelem	S _p	[m ²]	1,73
Špičkový výkon panelu	P _{pk}	[kWp]	0,325
Celkový potenciál (vlastní data + ČSÚ)	$C_{celk} = (S_z/S_p) \cdot P_{pk} \cdot K_{RD} \cdot K_v + ((S_{CSU} - S_z)/S_p) \cdot P_{pk} \cdot K_J \cdot K_v$	[kWp]	6 934,6

Tabulka 1: FV potenciál části obce dle metodiky ze studie ENACO [7]

3.2 METODIKA POUŽITÁ V OPONENTSKÉM POSUDKU PRO NKEP

Ke konci roku 2018 byly zveřejněny výsledky studie [5] jejíž součástí je odhad potenciálu střešní fotovoltaiky ČR. Tato studie operuje s podobnými předpoklady jako [4], ovšem tuto úvahu dále rozšiřuje o navýšení střešní plochy o 50 % pro rodinné domy se sedlovou střechou. Ze studií uváděného rozsahu využitelnosti budov byla vybrána hodnota 70 % jelikož se nejvíce blíží vlastnímu průzkumu (55% využitelnost jiných budov). Podíl sedlových střech je stanoven na 50 % celkového počtu rodinných domů (10 % u jiných budov). Metodiku výpočtu zobrazuje **Tabulka 2**.

Zastavěná plocha (zahrnuté RD/BD)	Sz	[m ²]	127611
Zastavěná plocha (ČSÚ)	S _{ČSÚ}	[m ²]	294300
Koeficient rozšíření plochy sedlových střech	K _s	[-]	1,5
Podíl sedlových střech RD	P _{sRD}	[-]	0,5
Podíl sedlových střech jiné budovy	P _{sJ}	[-]	0,1
Podíl využitelnosti střechy	K _v	[-]	0,33
Podíl vhodných jiných budov	Kj	[-]	0,55
Podíl vhodných RD/BD	K _{RD}	[-]	0,7
Plocha zabíraná panelem	Sp	[m ²]	1,73
Špičkový výkon panelu	P _{pk}	[kWp]	0,325
Celkový potenciál (vlastní data + ČSÚ)	$C_{celk} = (S_z/S_p) \cdot (K_s \cdot P_{sRD} + 1 - P_{sRD}) \cdot P_{pk} \cdot K_{RD} \cdot K_v + ((S_{CSU} - S_z)/S_p) \cdot (K_s \cdot P_{sJ} + 1 - P_{sJ}) \cdot P_{pk} \cdot K_J \cdot K_v$	[kWp]	12 890,0

Tabulka 2: FV potenciál části obce dle metodiky z posudku pro NKEP [7]

4 METODIKA ODVOZENÁ Z ČSN EN 15316-4-3

Tato kapitola navrhuje metodiku ověření odhadu celkového potenciálu metodou vycházející z normy EN 15316-4-3. Ačkoli se jedná o časově náročnější metodu aplikovatelnou pouze na malé obce, může přinést lepší pohled do problematiky odhadu potenciálu z důvodu množství nasbíraných statistických dat. Oproti běžně využívaným radiačním mapám je vycházeno z map fotovoltaického potenciálu (udávají kWh/rok z 1 kWp instalovaného výkonu). Zlomek ve vzorci (1) představuje počet panelů (S_o – zastavěná plocha, T_s – typizace střechy, K_v – koeficient využití střechy, S_p – plocha panelu). Počet panelů je násoben špičkovým výkonem panelu P_{pk} , ročním potenciálem $P_{po/r}$, koeficientem pro vliv teploty K_{tep} majícím hodnotu 0,8 (vysoce větrané prostředí viz. norma [4]) a koeficientem orientace dané části střechy K_{or} .

$$E_{FV/r} = \frac{S_O \cdot T_{st} \cdot K_V}{S_p} \cdot P_{pk} \cdot P_{po/r} \cdot K_{tep} \cdot K_{or}$$
(1)

Tento vzorec je aplikován na každou dílčí část střechy s orientací S, SV, V, JV, J, JZ, Z a SZ. Část orientované střechy je povrch části dělený půdorysem. Jelikož ne u každého domu je využitelný půdorys celý, tak pro některé stavby je tato hodnota snížena na S_{atyp} . V zápisu jsou také domy rozlišeny dle typu střechy na sedlové (půdorys je rozšířen koeficientem Tst = 1,5 [5]) a vodorovné (Tst = 1). Přehled vstupních dat u výběru domů zobrazuje **Tabulka 3**.

	informac	e o d	lomu		ра	nel			рос	díl st	třechy						využi	ití pl	ochy	νKv				ú	činnos	st př	ʻi sklor	nu K	or	
obl.	parcela	So	Satyp	T_{st}	Sp	Ppk	S	SV	V	JV	J	JZ	Ζ	SZ	S	SV	٧	JV	J	JZ	Ζ	SZ	S	SV	V	JV	J	JZ	Ζ	SZ
В	662/55	198		1,5	1,73	0,325	0,15		0,35		0,15		0,35		0,2		0,4		0,2		0,2		0,5		0,75		0,95		0,75	
В	662/64	199	160	1,5	1,73	0,325	0,3		0,2		0,3		0,2		0,3		0,1		0,2		0,1		0,6		0,8		0,95		0,8	
В	662/748	222		1,5	1,73	0,325	0,15		0,2		0,5		0,15		0,3		0,3		0,3		0,3		0,7		0,8		0,95		0,8	
В	662/787	300		1	1,73	0,325					1								0,5								0,95			

Tabulka 3: Přehled zápisu vstupních dat pro vlastní metodiku

Využití této metodiky přichází se zpřesněním odhadu, jelikož je do celkového potenciálu zahrnut vliv každého domu. Přesto jsou do této metodiky zanesené dílčí statistické chyby, a tak je nutné celkový odhad brát s patřičnou rezervou.

4.1 SROVNÁNÍ

Pro získání celkového obrazu je nutné provést srovnání jednotlivých metodik viz. **Obrázek 3**. Žluté sloupce zobrazují výsledné odhady převzatých metodik pro fragment obce. Zelené sloupce jsou výsledky vlastního průzkumu. Červené sloupce doplňují údaj o maximální technický instalovatelný výkon. Při modifikaci využití FV tašek je předpokládán výkon 150 W/m² [6] střešní krytiny u sedlových střech (u vodorovných střech je zachováno využití FV panelů) při 70% využití plochy (30 % rezerva pro okraje štítu).



Srovnání výsledků odhadů jednotlivých metodik

Obrázek 3: Srovnání jednotlivých metodik

5 ZÁVĚR

Jednotlivé metodiky byly aplikovány na celé území obce, data o zastavěnosti rodinnými domy jsou výsledkem vlastního průzkumu (z důvodu aktuálnosti dat). Výsledky jednotlivých metodik se značně liší. První dvě plošně užité metodiky jsou vhodné pro aplikaci na celostátní či krajské úrovni z důvodu zanedbávání spousty lokálních faktorů. Lokálními faktory může být rozuměna například orientace cest (z toho vycházející orientace střech domů svažujících se k ulici), typ zástavby (rodinné domy, řadová zástavba, bytové domy, komerční objekty, průmyslové haly), typ střechy (rovná, sedlová, sedlová s vikýři, atypická) a orientace střech. Výše uvedené faktory uvažuje navrhovaná metoda. **Obrázek 3** zobrazuje jak technické maximum instalovatelného výkonu, tak i účinný potenciál. Dále byl odhad rozšířen o využití fotovoltaických tašek. Potenciál vodorovných a jižně orientovaných střech se při užití modifikace o FV tašky příliš nezvětšil. To je dáno z důvodu uvažování tašek pouze na sedlové střechy a velkým podílem průmyslových hal s vysokou užitnou plochou vhodnými pro panely. Potenciál vodorovných a jižně orientovaných střech tvoří přibližně 60 % celkového FV potenciálu obce.

REFERENCE

- [1] Google Britům poradí, zda se jim vyplatí instalovat na střechu solární panely. In: o energetice [online]. cit. [2018-03-14] Dostupné z: http://oenergetice.cz/evropska-unie/google-britumporadi-zda-se-vyplati-instalovat-strechu-solarni-panely/
- [2] Project Sunroof. In: Google [online]. cit. [2018-03-14] Dostupné z: https://www.google.com/get/sunroof#a=1103%20Beddards%20Crossing%20Dr,%20Grimes land,%20NC%2027837,%20USA&b=125&f=buy&lat=35.55477688996277&lng=-77.29152626001473&np=34&p=1
- [3] Mapa Moravany u Brna. In: mapy.cz [online]. cit. [2018-03-14] Dostupné z: https://en.mapy.cz/zakladni?x=16.5676544&y=49.1452935&z=13&source=muni&id=5788
- [4] Jakubes J., Járka V.: Studie "Potenciál solární energetiky v České republice". In: ENACO. Praha 2015, 58 s.
- [5] Čambala P., Hrubý M., Muselík O., Špaček T., Procházka J.: Oponentní posudek k vybraným tématům z návrhu Národního Klimaticko-Energetického Plánu (NKEP) pro oblast FVE. In: EGÚ Brno a. s. Brno 2018, 36 s.
- [6] Fotovoltaic tiles. In: Solecco Solar [online]. cit. [2018-03-14] Dostupné z: http://www.soleccosolar.com/installers-contractors/
- [7] Veřejná databáze ČSÚ Moravany u Brna. In: Český statistický úřad [online]. cit. [2018-03-28] Dostupné z: https://vdb.czso.cz/vdbvo2/faces/cs/index.jsf?page=profil-uzemi&uzemiprofil=31588&u=_VUZEMI_43_583413&fbclid=IwAR1pKs7-eeHbBmi2e2UMPIbWE9CmI3TVv_BZy18zihG5hoHEHBne_6bLLR4#w=

DESIGNING A SAMPLE PANEL OF SAFETY ELECTRICAL EQUIPMENT FOR NON-INDUSTRIAL USE

Lukáš Pala

Power Electrical and Electronic Engineering (3), FEEC BUT E-mail: xpalal00@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Radim Kadlec

E-mail: kadlec@feec.vutbr.cz

Abstract: Beside the most common miniature circuit breakers and RCDs, a protection equipment against arc-faults is widely spreading in recent years. Some manufacturers developed devices, which contain an Arc-fault Detection Devices (AFDD) and residual circuit breakers with overload protection (RCBO). This equipment protects against most common faults along with the arc-faults. This paper focuses on developing a display panel, where this unique technology can be presented to the wide public, using simulations of short circuit, ground connection and serial arc-fault applied on widely used protection switchgear. For enhanced exhibition, the panel will be equipped with an electronic-controlled lighting.

Keywords: AFDD, serial arc-fault, fault simulation, display panel

1 ÚVOD

Nejčastěji používané ochranné přístroje jako jsou pojistky, jističe, chrániče, nejsou schopné detekovat a vypnout poměrně často vyskytované a velmi nebezpečné poruchy jako jsou obloukové poruchy, které mohou iniciovat požár. Dlouhou dobu proti těmto poruchám neexistovala pasivní ochrana. Před několika lety se na evropský trh dostaly přístroje AFDD, které tuto mezeru vyplňují. Jelikož se jedná o nový produkt, není mezi odbornou ani laickou veřejností dostatečně rozšířeno povědomí o jeho vlastnostech a aplikacích. Z tohoto důvodu byl zadán vývoj prezentačního panelu, který podává informace o tomto technickém řešení pomocí reálné bezpečné simulace nejčastěji se vyskytujících poruch. Panel bude upraven pro snadnou manipulaci a převoz a doplněn ilustrační grafikou a osvětlením.

2 SIMULACE PORUCH

Podle požadavků zadání bylo navrženo technické řešení simulace poruch s ohledem na bezpečnost přítomných osob, riziko vzniku požáru a parametry sítě v místě připojení. Jedná se o simulaci zkratu, nebezpečného dotyku (zemní spojení) a sériového poruchového oblouku. Tyto poruchy budou aplikovány do zkušební linie, kde bude připojeno 5 jednofázových ochranných přístrojů – jistič, proudový chránič, kombinovaný chráničo-jistič, digitální chráničo-jistič, a proudový chránič s nadproudovou a obloukovou ochranou. Výběr těchto přístrojů odpovídá zadání.

Princip simulace spočívá v aplikaci poruchy na konec zkušební linie sestávající z 5-ti výše uvedených přístrojů. Délka trvání poruchy je softwarově omezena v PLC. Při probíhající simulaci poruchy vybavují podle druhu a parametrů poruchy jednotlivé přístroje – např. při zkratu okamžitě vybaví na zkratovou spoušť všechny přístroje s nadproudovou ochranou, tedy zůstane nevybaven pouze proudový chránič. Aby mohla simulace dále probíhat i s vypnutými přístroji, budou k nim paralelně připojeny přemosťovací stykače, které je zkratují mezi vstupními a výstupními svorkami.

2.1 ZKRAT

Aby se zamezilo nežádoucímu vybavení nadřazených přístrojů v místě připojení, neprobíhá tato simulace při plném síťovém napětí, ale použitím snižovacího transformátoru s výstupním napětím několika voltů. Díky pulznímu zatížení transformátoru, kdy samotný zkrat trvá jen 3 s, je možné stroj poddimenzovat kvůli úspoře hmotnosti. V testovací linii je poté vytvořen tvrdý zkrat pomocí stykače. Hodnota sekundárního napětí byla dimenzována tak, aby vzniklý proud zasahoval za hranici začátku působení zkratové spouště jističe B10 a tím při zapnutí simulace došlo k mžikovému vybavení přístrojů se zkratovou spouští. Byla zvolena velikost proudu 55 A, jelikož přístroj proudového chrániče s nadproudovou a obloukovou ochranou se nevyrábí s menšími jmenovitými proudy než 10 A.

2.2 NEBEZPEČNÝ DOTYK

V místě připojení je předpokládána doplňková ochrana koncových obvodů proudovým chráničem 30 mA, a tedy není možné tuto poruchu simulovat zcela podle skutečnosti svodem do PE vodiče kvůli nežádoucímu vybavení nadřazeného chrániče. Místo toho byl navržen a sestaven řiditelný triakový měnič, přes který prochází reziduální proud mimo přístroje ve zkušební linii (tedy mimo součtové transformátory v chráničích) do nulovacího vodiče na druhém konci linie. Pro ilustraci je panel vybaven miliampérmetrem (ve skutečnosti se jedná o voltmetr s repasovanou stupnicí připojený na mařicí rezistory) pro měření hodnoty reziduálního proudu.

2.3 SÉRIOVÝ PORUCHOVÝ OBLOUK

Vytvoření poruchového oblouku je provedeno jiskřištěm s automatickým pohonem, umístěným v uzemněném kovovém krytu s průhledným čelním plexisklem. Mezi jiskřiště a panel bude vložena nehořlavá podložka, protože materiál desky bude dřevotříska. Aby se zamezilo případnému vybavení nadřazené obloukové ochrany, bude na vstupu panelu umístěn odrušovací filtr. Při vývoji principu simulace byla využita norma ČSN EN 62606 [1], ale principy pro vytváření oblouku byly změněny.

V normě [1] jsou uvedeny tři principy zkoušení obloukových ochran. Tyto principy vytvoření poruchového oblouku se sice velmi podobají realitě, avšak buď je u nich třeba zručného manuálního ovládání nebo jednorázových vzorků zkušebních kabelů. V rámci této práce bylo navrženo jiskřiště, které nevyžaduje ani jednu z uvedených podmínek a je vybaveno elektromotorickým pohonem s převodovkou. Problém s volbou správných elektrod byl vyřešen nalezením správné kombinace materiálů obou elektrod, kdy jedna je z wolframu a druhá je původem z kontaktního ústrojí starého jističe. Touto kombinací byly vytvořeny podmínky výboje podobné poruchovému oblouku a bylo zamezeno svaření elektrod. Bezúdržbovost je omezena odpařováním materiálu elektrody z jističe, ale platí, že není nutné elektrody nijak čistit ani dobrušovat.

3 NAPÁJENÍ, SPÍNÁNÍ, ŘÍZENÍ, MECHANICKÉ PRVKY

Pro usnadnění práce prezentujícího je panel vybaven spínacími a signalizačními prvky řízenými z programovatelného PLC. Na displeji se zobrazují parametry simulace a aktuální provozní stav. Ovládání zajistí přepínače, vypínače a potenciometry. Řízení LED osvětlení je provedeno pomocí speciálně vyvinutého elektronického obvodu s logickými hradly a spínacími tranzistory.

Vstupní napájení provedeno jednofázovým pohyblivým přívodem s dostatečně dlouhým kabelem. Napájení elektroniky a osvětlení zajišťují 4 zakoupené zdroje mn.

Vzhledem k požadavku na snadný transport jsou navrhovány mechanické prvky pro udržení stability, uchycení a nárazovou odolnost. Rozměr desky se řídí podle pokynů zadání. Některé přístroje a elektronika jsou umístěny ve dvou plastových rozvodnicích na zadní straně panelu.



Obrázek 1: Pracovní zapojení panelu v laboratoři s provizorním transformátorem.



Obrázek 2: Sestavený prototyp jiskřiště bez krytu.

4 ZÁVĚR

Prezentační panel bude demonstrovat reakce vybraných ochranných přístrojů na poruchy běžně se vyskytující v koncových obvodech nn. Způsob simulace poruch byl navržen s ohledem na bezpečnost a způsob jištění v místě připojení. Vzájemná koordinace a snadné ovládání si vyžádaly použití PLC, podobně jako speciální návrh zapojení a DPS elektroniky pro řízení osvětlení. Mechanické části budou poskytovat krytí, stabilitu a snadnou manipulaci, což jsou klíčové vlastnosti pro přenosné elektrické zařízení.

Při vývoji bylo nutné vyřešit mnoho problémů a navrhnout způsoby, které zatím nebyly v dostupné literatuře shrnuty. Kvůli časovému tlaku byly některé oblasti technického řešení přenechány odborníkům – např. návrh a výroba pulzně provozovaného transformátoru zadána externí firmě a zakoupeny zdroje stejnosměrného mn místo vlastního vývoje. Návrh jiskřiště představoval zásadní výzvu, jelikož způsoby vytváření oblouku, jak je uvedeno v normě [1], byly pro tuto aplikaci nevhodné kvůli požadavkům na snadnou údržbu a bezpečnost. Simulace zkratu představovala nejprve snadný úkol, avšak po zapojení na skutečné maketě byly zjištěny významné odchylky v hodnotách simulovaného zkratového proudu kvůli rozdílné konstrukci kontaktů stykačů a přístrojů v testovací linii. Tyto odchylky byly vyřešeny pečlivým návrhem délky a průřezu vodičů. Ve slaboproudé oblasti technického řešení bylo nutné přizpůsobit vstupní obvody elektroniky pro ochranu před indukovaným napětím na signálních vodičích umístěných v blízkosti silových vodičů.

Práce zahrnuje komplexní technické řešení ukázkového panelu zahrnující obory silnoproudé i slaboproudé elektrotechniky doplněné o poznatky z oboru EMC a automatizovaného řízení. Dosavadní vývoj přinesl očekávané výsledky pro zadávající stranu spolu s dodatečnou přidanou hodnotou oproti původnímu zadání. Další vývoj je zaměřen na zbylé oblasti technického řešení a na samotnou kompletaci, montáž a zkoušení.

PODĚKOVÁNÍ

Tento příspěvek vznikl za spolupráce s firmou Eaton elektrotechnika s.r.o. a jejích manažerů.

REFERENCE

- [1] ČSN EN 62606: Obecné požadavky na obloukové ochrany. Praha: ÚNMZ, 2014.
- [2] HAVELKA, Otto a kolektiv. *Elektrické přístroje*. Praha: SNTL Nakladatelství technické literatury, n.p., 1985.
- [3] KADLEC, Radim a Miroslav STEINBAUER. *Bezpečná elektrotechnika*. Brno: VUT FEKT, 2015.

ACTIVE AND REACTIVE ENERGY FLOWS ANALYSIS OF 110/22 KV TRANSFORMATION POINTS

Pavel Pololanik

Bachelor (3), FEEC BUT E-mail: xpolol02@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Michal Ptacek

E-mail: ptacekm@feec.vutbr.cz

Abstract: The paper contains description of two extensive areas of the distribution network. It also presents differences in comparison of overhead lines and cable lines or indicates influence of RES on energy flow. Therefore there are summary results of active and primarily reactive energy at 110/22 kV transformation points.

Keywords: distribution system, power flow, reactive power flow, active power flow, RES, DSO.

1 ÚVOD

Centralizovaná energetika se postupně mění na decentralizovanou. Vnořené rozptýlené zdroje mohou způsobovat, že elektrická energie již neteče pouze z přenosové sítě (PS) přes distribuční síť (DS) ke spotřebiteli na nižších napěťových hladinách, ale dochází i ke zpětným tokům činné a jalové energie zpět do vyšších napěťových hladin. Na změny toků činné a jalové energie mají zásadní vliv i samotné rozptýlené zdroje elektrické energie. Případné změny toků činné energie jsou odvislé zejména od poměru velikosti instalovaného výkonu zdroje a velikosti příkonu spotřebičů instalovaných v dané lokální DS, resp. zejména tomu odpovídající soudobosti vyrobené a spotřebované energie. Z pohledu toků jalové energie je pak zásadní skutečnost, že rozptýlené zdroje energie využívají v mnoha případech pro stabilizaci napětí v místě připojení právě jalový výkon [1]. Dalším faktorem ovlivňující hlavně toky jalové energie jsou změny v infrastruktuře rozvodu, kde dochází větší míře k použití kabelových vedení. Obecně lze uvažovat, že v elektrizační soustavě jsou dodávky jalové energie do nadřazené soustavy velmi problematické. V přenosové soustavě tyto přetoky způsobují zvýšené napětí a znesnadňují regulaci. Provozovatelé přenosových sítí (PPS), ale i provozovatelé distribučních sítí (PDS) se obecně snaží snížit velikost přenášené jalové energie, jelikož přenos velkého množství jalové energie je obecně nežádoucí jev mající technické i ekonomické konsekvence. Aby mohly být navrhnuty odpovídající způsoby technického řešení, je důležité provést analýzu současného stavu těchto sítí, proto i tento článek provádí základní hodnocení specifických distribučních oblastí.

2 CHARAKTERISTIKA ANALYZOVANÝCH OBLASTI

Základní analýza byla provedena pro dvě, provedením odlišné, oblasti. Hodnocena je distribuční sít části města Brna a jeho bezprostředního okolí (oblast 1). Předmětem hodnocení je dále distribuční síť lokalizovaná mimo komplikovanou infrastrukturu velkého města. Tato odpovídá charakteristickou spíše venkovským lokalitám, tzn. je hodnocen region jižně od Brna společně s regiony Břeclavska a Znojemska (oblast 2).

Hodnocené oblasti se odlišují v provedení distribučního vedení. Pro oblast 1 je charakteristické především kabelové vedení 22 kV a 0,4 kV. V Oblasti 2 převládají na úrovni 22 kV a 0,4 kV sítě venkovního vedení. Provoz venkovního vedení oproti kabelovému, jakožto síťových prvků, se významně nepodílí na ovlivňování toků jalové energie, pakliže nebudeme uvažovat možný vliv samokompenzace jalové energie. Jednotlivé oblasti se významně odlišují také ve skladbě zdrojů při-

pojených do DS, které mají nezanedbatelný vliv na chod DS a přímo ovlivňují také toky energií přes transformátory.

2.1 POPIS OBLASTI 1

Předmětem hodnocení je 15 rozvoden 110/22 kV, které jsou dálkově monitorovány a řízeny z dispečerského řídícího systému. Současně jsou tyto rozvodny osazeny monitorováním rozvodné sítě a zdrojů na hladině 22 kV. Napájení DS je zajištěno převážně z PS prostřednictvím nadřazených transformačních stanic Čebín (CNT) a Sokolnice (SO). Zbylé napájení zajišťují decentrální zdroje. Ve městě Brně to jsou především velké tepelné zdroje pro systémovou regulaci, např. Teplárny Brno a. s. provoz Červený mlýn s instalovaným elektrickým výkonem 95 MW, provoz Špitálka (80,6 MW) [2] nebo spalovna odpadu SAKO Brno a. s. (22,7 MW). Dále jsou do hladiny 22 kV zapojeny menší zdroje fotovoltaické elektrárny (FVE), bioplynové elektrárny (BPE) a kogenerační jednotky (KGE) se souhrnným instalovaným výkonem přibližně 60,3 MW.

DS na úrovni 22 kV a 0,4 kV je v městské zástavbě realizována výhradně kabelovým vedením. Velmi malá část je realizována jako venkovní vedení. Venkovní vedení je užito výjimečně např. v městské části Líšeň a v příměstských oblastech jako jsou například Soběšice, Česká a Lelekovice.

2.2 POPIS OBLASTI 2

V rámci hodnocení této oblasti bylo hodnoceno 10 rozvoden 110/22 kV, které jsou stejně jako v Oblasti 1 dálkově monitorovány a řízeny z dispečerského řídícího systému a současně zajišťují monitorování rozvodné sítě a zdrojů na hladině 22 kV. Napájení DS je zajištěno převážně z přenosové soustavy prostřednictvím nadřazené transformační stanice Sokolnice. Zbylé napájení zajišťují menší decentrální zdroje FVE, BPE, KGE, VE a VTE. Do hladiny 22 kV je celkem připojeno 123 výroben s celkovým instalovaným výkonem 205, 2 MW. V této oblasti je největší koncentrace výskytu fotovoltaických elektráren připojených do hladiny 22 kV z celé ČR. Celkový počet je 99 s celkovým instalovaným výkonem 172,5 MW.

Rozvodná soustava je na všech napěťových hladinách realizována převážně venkovním vedením. Na úrovni 110 kV je použité pouze venkovní vedení. Kabelové vedení na úrovní 22 kV je proti oblasti 1 použito ve velmi malé míře, převážně v obydlených aglomeracích.

2.3 DECENTRALIZOVANÉ ZDROJE ENERGIE

Tepelné elektrárny Teplárny Brno a. s. provoz Červený mlýn, provoz Špitálka a spalovna odpadu SAKO Brno a. s. jsou výkonově velké zdroje, které jsou ovládány lokálními dispečinky. Pracují v rozsahu kruhového diagramu generátorů.

Obnovitelné zdroje energie (FVE, BPE, VE, VTE) a kogenerační jednotky (KGE) připojené do hladiny 22 kV lze z pohledu dispečerského řízení rozdělit do tří kategorií:

- Zdroje s dálkovou regulaci P, Q
- Zdroje s dálkovou regulací *P*
- Zdroje bez dálkové regulace, pouze s lokální regulací

Tabulka 1:Celkový přehled OZE a KGE k 31. 12. 2017

	C	blast 1	C	blast 2
	Počet	P_i (MW)	Počet	P_i (MW)
Dálková regulace P, Q	24	37,0	76	172,5
Dálková regulace pouze P	21	9,8	26	17,3
Bez dálkové regulace	19	13,4	21	15,2
Celkem	64	60,3	123	205,2

3 HODNOCENÍ TOKŮ ČINNÉ A JALOVÉ ENERGIE

Vyhodnocení provozu obou oblastí je provedeno na základě dat, která byla získána ze standardního trvale instalovaného měření na sekundární straně transformátorů 110/22 kV. Použity byly průměrné hodnoty činného a jalového výkonu na transformátorech a průměrné hodnoty činného výkonu z OZE. Jedná se o hodinové průměrné hodnoty za období od roku 2011 až do 2017.

Při vyhodnocování byla použita následující znaménková konvence. Kladné znaménko znamená, že energie byla sítí 22 kV odebírána, naopak záporné znaménko znamená dodávku (přetok) energie ze sítě 22 kV do 110 kV. Činná energie z OZE je označena E_{OZE} . E_{TR} je výsledná činná energie na transformátorech 110/22 kV. Celková jalová energie E_Q ukazuje celkový výsledný charakter toku jalové energie.



Obrázek 1: Vývoj činné a jalové energie mezi 2011-2017 a) Oblast 1, b) Oblast 2

Na Obrázku 1 je zobrazena celková bilance za jednotlivé analyzované roky pro vybrané oblasti. Jsou uvedeny celkové hodnoty činné energie E_{TR} a jalové energie E_Q . Zřejmá je tendence zvyšující se dodávky činné energie v obou oblastech. Mezi roky 2011 a 2013 v síti Oblasti 1 převládá odběr jalové energie. V roce 2013 se dodávka jalové energie téměř vyrovnala odběru. Od roku 2014 převládá dodávka (tj. přetok) jalové energie do nadřazené soustavy s každoročním nárůstem. V Oblasti 2 převládá odběr jalové energie.



Obrázek 2: Vývoj činné a jalové energie v roce 2017 a) Oblast 1, b) Oblast 2

Během roku nedochází v jednotlivých měsících k rovnoměrnému odběru. V zimním období je spotřeba činné energie obecně nejvyšší. Na Obrázku 2 je proto ukázán vývoj E_{TR} a E_Q v jednotlivých měsících roku 2017, ke kterému je doplněn vývoj činné energie z obnovitelných zdrojů E_{OZE} .

Velká spotřeba v zimních měsících je zapříčiněna především využíváním elektrického vytápění v průmyslových oblastech a v kancelářských prostorech. Naopak v letních měsících dochází k nižší poptávce po elektrické energii. Obnovitelné zdroje energie dodávají díky příznivému počasí energii především v letních měsících, v zimních měsících je celková vyrobená energie nižší. Rozdíl dodané energie z OZE je mezi oblastmi markantní. Vývoj jalové energie se od činné odlišuje. Největší odběry jalové energie jsou zaznamenány v letních měsících. Na Obrázku 2b. se tento odběr projevuje v červnu a v srpnu nejvyššími hodnotami E_Q . Naproti tomu na Obrázku 2a. se odběr projeví ve výsledku snížením celkového přetoku jalové energie ze sítě 22 kV do 110 kV.

4 ZÁVĚR

Výsledky ukazují, že na začátku sledovaného období 2011 se obě analyzované oblasti z ročního sumárního pohledu jeví jako sítě charakteristické odběrem jalové energie.

V oblasti 1 je od začátku sledovaného období patrná postupná proměna charakteru toku jalové energie. Mezi roky 2011 až 2013 postupně klesá odběr jalové energie ze sítě 110 kV a od roku 2014 začíná převažovat dodávka jalové energie do soustavy 110 kV. Největší vliv na daný vývoj má zřejmě především postupné rozšiřování kabelového vedení 22 kV. Na celkové bilanci jalové energie se podílejí i tepelné elektrárny. Provozovány jsou v chladných měsících a společně s činnou energií dodávají do sítě i jalovou energii. V letních měsících dochází k odstavení těchto zdrojů.

V Oblasti 2 po celé sledované období převažuje odběr jalové energie ze sítě 110 kV. Rozsáhlé venkovní vedení při zatížení přispívá ke spotřebě jalové energie, při nízkém zatížení nepřispívá k přetokům tak významně jako kabelové vedení. Dalším významným faktorem ovlivňujícím jalovou energii v této oblasti, je automatická regulace U/Q vysokého počtu OZE. Aby bylo dodrženo požadované napětí v místě připojení výrobny, mění automatická regulace pomocí regulace účiníku výrobny její charakter na induktivní. Výrobna spotřebovává jalovou energii a tím dochází ke snížení napětí.

Je nutno poznamenat, že analýza dat využívala průměrné hodinové hodnoty energií a v každé hodině byla hodnocena pouze jedna hodnota činné energie a jedna hodnota jalové energie. Výsledky je tak nutno vnímat jako informativní, vzhledem k tomu, že jsou zatíženy nepřesností ve smyslu "samokomenzování", tj. lze předpokládat, že odběry a dodávky energií jsou ve skutečnosti vyšší. V souvislosti s tím by bylo nezbytné pracovat s daty, která by odpovídala hodnotám získaným z šesti registrového měření s třízením energií před jejich agregací, tzn. bylo by možné hodnotit odběry a dodávky energií odděleně v rámci agregačního intervalu.

PODĚKOVÁNÍ

Autor článku děkuje Centru výzkumu a využití obnovitelných zdrojů energie (CVVOZE), ve kterém tento článek vznikl za finanční podpory MŠMT v rámci projektu specifického výzkumu na VUT (projekt č. FEKT-S-17-4784). Autor by také rád poděkoval společnosti E.ON Distribuce a. s. za poskytnutá data a za vstřícný postoj při zpracovávání dat.

REFERENCE

- [1] VANĚK, R. Regulace U/Q obnovitelných zdrojů v síti vn ČEZ Distribuce, a. s., 2018, roč.
 67, č. 5, s. 313-317. ISSN: 0375-8842
- [2] Teplárny Brno, a. s., Teplárny Brno teplo a elektřina pro Brno [online]. Copyright © 2014 [cit. 10.03.2019]. Dostupné z: <u>https://www.teplarny.cz/provozy</u>

TIME-HARMONIC ANALYSIS OF AN INDUCTION MACHINE BY OPEN-SOURCE SOFTWARE

Vladimír Bílek

Bachelor Degree Programme (3), FEEC BUT E-mail: xbilek22@stud.feec.vutbr.cz

> Supervised by: Jan Bárta E-mail: bartaj@feec.vutbr.cz

Abstract: The main focus of this work is to show simulation capabilities of open-source FEM program ELMER. In this case the simulated electromagnetic model is three-phase induction machine which is solved with time-harmonic analysis. The results of simulation are afterwards compared to time-stepping analysis and measurements of real induction machine with same properties and disscused in the end. The desired results of this work is to show ELMER as a possible replacement for paid simulation programs.

Keywords: Elmer, induction machine, FEM, simulation, time-harmonic analysis

1 ÚVOD

V dnešní době je z hlediska efektivity návrhu a vývoje elektrických strojů, zcela nutnost použít simulační programy, využívající metodu konečných prvků (MKP). Z ekonomického hlediska si však nemohou všechny firmy dovolit drahé simulační programy využívající MKP jako jsou ANSYS, EMS nebo Flux. Jako nejlepší možná náhrada za tyto placené programy jsou open-source programy, které při správném použití mohou dosahovat podobných simulačních výsledků jako placené programy. Tato práce se zabývá open-source simulačním programem ELMER a možnostmi časově harmonické analýzy pro výpočet charakteristik průmyslově vyráběného indukčního stroje.

2 ANALYZOVANÝ STROJ

Pro simulaci byl vybrán průmyslově vyráběný 3-fázový, 4-pólový asynchronní motor s jednovrstvým vinutím. Materiál statorových a rotorových plechů je M470-50A. Katalogové parametry analyzovaného stroje jsou uvedeny v Tab.1.

Parametr	Jednotka	Hodnota
Jmenovitý výkon	kW	1,5
Jmenovitý moment	Nm	9,905
Jmenovité napětí	V	3x400 (Y)
Jmenovitý proud	А	3,43
Kmitočet	Hz	50
Jmenovité otáčky	\min^{-1}	1446,2

Tabulka 1:Parametry analyzovaného stroje.

Pomocí výše uvedených a dalších parametrů byla vytvořena geometrie modelu v programu GMSH, což je open-source CAD program. V programu je diskretizovaná geometrie a definované objekty, jako jsou vinutí, statorový zub a další. Výsledný elektromagnetický model byl dále exportován a použit pro vytvoření kódu do programu ELMER, pro časovou harmonickou analýzu.

3 ČASOVĚ HARMONICKÁ ANALÝZA A JEJÍ POUŽITÍ V PROGRAMU ELMER

Pro simulaci elektromagnetického modelu existují dvě základní analýzy časově proměnná a časově harmonická analýza. Časově harmonická analýza počítá model pomocí funkce času. Ve výsledku to znamená, že model je počítán časově harmonickou funkcí, typu sinus a cosinus s různou amplitudou a frekvencí v ustáleném stavu. Pro zjednodušení výpočtu se většinou frekvence uvažují konstantní. Simulace pak spočívá ve vyřešení proměnných těchto časových funkcí. V porovnání s časově proměnnou analýzou, výpočty probíhají v čase pomocí řídících rovnic a vstupních podmínek modelu. Elektromagnetický model je pak počítán pomocí několika za sebou následujících výpočtů s určitým časovým krokem. Při nových výpočtech se vždy vychází z počátečních podmínek a řídících rovnic z předešlých výpočtů. Výpočet, pomocí výše popsaných analýz, vede ke stejnému výsledku. Hlavní rozdíl mezi těmito analýzami je čas nutný pro výpočet, kdy časově proměnná analýza je časově mnohem náročnější. Na druhou stranu se využívá u modelů, které jsou velice komplexní, jako jsou např. skokové zatížení motoru nebo simulace přechodových dějů [1].

3.1 VYTVOŘENÍ KÓDU PRO ČASOVOU HARMONICKOU ANALÝZU V PROGRAMU ELMER

Proces simulace v programu ELMER je znázorněn na Obr.1. V kódu pro ElmerSolver se definuje typ simulace, materiály, řešící rovnice, okrajové podmínky parametrů motoru a toleranční odchylky simulace. Vždy se vychází ze struktury vytvořeného modelu. Simulace se spustí z příkazového řádku, ve kterém probíhá postup výpočtu. Z vypočítaných hodnot se v rámci postprocesu vytvoří grafy pomocí vytvořeného kódu v programu python a zobrazí skalární pole v programu paraview [2].



Obrázek 1: Postup simulace v programu ELMER.

4 VÝSLEDKY SIMULACÍ A MĚŘENÍ

Měření motoru proběhlo při polovičním napětí, z důvodu menšího přetížení motoru. Naměřené hodnoty proudu a momentu byly pomocí napěť ového poměru přepočítány na jmenovité napětí. Pro další srovnání byli přidány výpočty z časově proměnné analýzy. Porovnávané charakteristiky mezi měřenými a simulovanými hodnotami jsou závislost momentu Obr.2(a) a proudu Obr.2(b) na skluzu. Rozložení magnetické indukce v řezu stroje a měřící stanoviště je uvedeno na Obr.3(a) a Obr.3(b).



Obrázek 2: Závislost momentu na skluzu (a) a proudu na skluzu (b).



Obrázek 3: Rozložení magnetické indukce v řezu stroje (a) a měřící stanoviště (b).

Ze závislosti momentu na skluzu Obr.2(a), lze usoudit, že časově harmonická analýza má téměř stejný průběh s průběhem naměřených hodnot. Liší se hlavně velikostí momentu zvratu a záběrného momentu. Hlavní důvod rozdílu velikosti momentu zvratu je přepočítávací metoda pomocí napěť ového poměru, která počítá s lineární B-H křivkou. Toto zjednodušení velice zkresluje konečné výsledky. Záběrný moment je rozdílný z důvodu vysoké teploty motoru při jeho přetěžování. Důsledkem toho se zvyšuje odpor rotorového vinutí, čímž se zvyšuje i moment. Dále lze pozorovat velké rozdíly v časově proměnné analýze a to hlavně kvůli snížené simulační přesnosti. Pokud by se zvýšil časový krok pro simulaci, hodnoty by nebyly tolik nepřesné a průběh by se blížil více naměřené závislosti a časově harmonické analýze. Ze závislost proudu na skluzu Obr.2(b), lze pozorovat velmi podobné charakteristiky s menšími odchylkami [3].

5 ZÁVĚR

Článek ukázal postup a přesnost analýzy průmyslově vyráběného indukčního stroje prostřednictvím časově harmonické analýzy v open-source programu ELMER. Z prezentovaných výsledků se dá usoudit, že časově harmonická analýza, v programu ELMER, má velmi dobré výsledky. Samotná simulace přitom trvala přibližně 2 minuty. Pro srovnání časově proměnná analýza trvala, při menší přesnosti, přibližně 8 hodin.

REFERENCE

- [1] Antti Lehikoinen. Time-stepping versus time-harmonic analysis [Online]. [cit. 2019-03-13]. Dostupné z: https://www.anttilehikoinen.fi/research-work/ time-stepping-versus-harmonic/
- [2] Pavel Ponomarev. SEMTEC Report Elmer FEM Induction Machine Tutorial. Tech.zpr.ABB, květen 2017. Dostupné z: https://www.researchgate.net/publication/ 317012206_SEMTEC_Report_Elmer_FEM_-_Induction_Machine_Tutorial
- [3] E. B. Agamloh, A. Cavagnino and S. Vaschetto, "Accurate Determination of Induction Machine Torque and Current Versus Speed Characteristics,"in IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 53, no. 4, pp. 3285-3294, July-Aug. 2017. doi: 10.1109/TIA.2017.2675984

ACTIVE PROTECTION AND MONITORING DEVICE FOR WIRELESS CHARGERS

Radim Volek

Bachelor's Degree Programme (3), FEEC BUT E-mail: xvolek07@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Petr Petyovský

E-mail: petyovsky@feec.vutbr.cz

Abstract: This thesis deals with the design of monitoring device, which should serve for measurement and recording measured values of wireless charging device. The thesis further solves design of device protection method. Measuring instrument is equipped with several temperature sensors, which measures temperature in selected points of charging device and is also equipped with current sensor, which measures current from power source of charging device. Sensors are connected to development board NXP FRDM-KL27Z with microcontroller MKL27Z64VLH4. Part of this work is also software which serves to evaluation of data obtained by the sensors.

Keywords: wireless charging, active protection system, monitoring system

1 ÚVOD

Cílem této práce je realizace měřicího zařízení, které má za úkol měřit a zaznamenávat proud a teploty v automatického testovacího zařízení. Toto zařízení je používáno v laboratoři pro testování bezdrátového nabíjení. Součástí této práce je také návrh a realizace ochrany tohoto testovacího zařízení formou automatického odpojení od zdroje napájení v případě naměření nadlimitních hodnot teplot nebo proudu. Měřicí zařízení bude realizováno pomocí vývojového kitu FRDM-KL27Z vybaveným mikrokontrolerem MKL27Z64VLH4.

2 AUTOMATICKÉ TESTOVACÍ ZAŘÍZENÍ

Automatické testovací zařízení umožňuje testování bezdrátového nabíjení v laboratoři. Je vybaveno 3D polohovým systémem (3DPS), který se skládá ze spodní nepohyblivé jednotky, která realizuje vysílač energie (Power Transmitter Unit – PTU) a horní jednotky, umožňující pohyb s přijímačem energie (Power Receiver Unit - PRU) nad vysílačem energie (PTU) ve všech třech osách x, y, z.



Obrázek 1 Schéma 3D polohovacího systému (3DPS)

Testovací sestava se skládá z více zařízení, umožňujících analýzu testovaného bezdrátově nabíjeného zařízení. Tato zařízení, včetně 3DPS jsou pak propojena s řídicím počítačem. Řídicí PC i polohovací systém jsou napájeny ze společného zdroje. Celá tato sestava dohromady tvoří automatické testovací zařízení.



Obrázek 2 Automatické testovací zařízení vybavené 3DPS v laboratoři

3 MONITOROVACÍ ZAŘÍZENÍ

Do sestavy automatického testovacího zařízení je přidáno měřicí zařízení, které má na vybraných místech testovacího zařízení měřit teplotu a proud.

3.1 POŽADAVKY NA POUŽITÉ SNÍMAČE

Požadovaný rozsah měřených teplot je od 20 °C do 120 °C. Proudový snímač má měřit celkový proud v testovacím zařízení. Tento snímač bude využit jako limitní a slouží pro nadproudovou ochranu. Data z proudového snímače nebudou dále ukládána ani jinak zpracovávána. Automatické testovací zařízení je napájeno napětím 20 V DC a má příkon 90 W. Hodnota proudu je při běžném provozu < 4,5 A. Požadovaný rozsah proudového snímače je 5 A.

3.2 VYBRANÉ SNÍMAČE

Pro monitorování teplot testovacího zařízení je využito čtyř kontaktních teplotních snímačů, které jsou umístěny na vybraných místech, kde se dá očekávat možné přehřívání testovacího zařízení. Proudový snímač bude umístěn mezi zdrojem a automatickým testovacím zařízením. Snímače jsou připojeny pomocí kabelů na piny analogových vstupů kitu FRDM-KL27Z.

Teplotní snímač

Jako teplotní snímač byl vybrán NTC termistor VISHAY 10 k Ω . K výhodám zvoleného snímače patří nízká cena, dobrá přesnost v celém měřitelném rozsahu a dlouhá životnost při zachování vlastností. Tento snímač je schopen měřit teploty v rozsahu - 40 °C až + 125 °C (krátkodobě až + 150 °C). Tolerance hodnoty odporu je 5 % (při referenční teplotě 25 °C).



Obrázek 3 Vybraný teplotní snímač NTC termistor VISHAY 10 kΩ a závislost absolutní chyby měření na okolní teplotě (průběh označený číslem 1) [1]

Snímač proudu

Jako proudový snímač byl zvolen snímač HO 6-P/SP33, který je variantou proudového snímače HO-6P pro napájecí napětí 3,3V. Umožňuje měření stejnosměrného i střídavého proudu. Výhodou tohoto snímače je, že funguje bez přímého zapojení do měřeného obvodu, takže je primární a sekundární (měřicí) okruh galvanicky oddělen. Snímač pracuje na principu Hallova jevu. K hlavním výhodám zvoleného snímače patří široký rozsah měřitelného proudu, vysoká odolnost vůči vnějšímu rušení a rychlá odezva. Přesnost snímače se pohybuje od 1,35 % do 5,79 % v závislosti na teplotě (- 40 °C až + 105 °C). Teoretická citlivost snímače je 76,67 mV/A. Rozsah tohoto proudového snímače je 40 A.



Obrázek 4 Vybraný proudový snímač LEM HO-6P/SP33 [2]

4 AKTIVNÍ OCHRANA TESTOVACÍHO ZAŘÍZENÍ

Aktivní ochrana má za cíl ochranu před přehřátím důležitých součástí testovacího zařízení v případě poruchy a dále nadproudovou ochranu testovacího zařízení. Mezi části chráněné před přehřátím patří napájecí zdroj PTU, cívka PTU, oblast, kde bude umístěno testované zařízení (PRU) a pohon 3D polohovacího systému.

Limitní hodnota teploty je stanovena na 100 °C a limitní hodnota měřeného proudu je 5 A.

4.1 VÝKONOVÉ RELÉ

V případě překročení limitní hodnoty u naměřených dat se provede odpojení testovací sestavy od napájení. Odpojení od napájení je realizováno výkonovým relé, zapojeným mezi zdroj a automatické testovací zařízení. Toto výkonové relé bude ovládáno monitorovacím zařízením.

Vybrané relé je elektromagnetické s konfigurací kontaktů SPDT. Jmenovité napětí cívky je 5 V a proud cívky 106 mA. Maximální proud kontakty relé je 10 A. Doba sepnutí 15 ms a doba rozepnutí 5 ms. Maximální velikost spínaného napětí je 125 V DC a 380 V AC. [3]



Obrázek 5 Vybrané výkonové relé OMRON G2R-1 5VDC [3]

5 ZAPOJENÍ MONITOROVACÍHO ZAŘÍZENÍ

Na obrázku je znázorněno zapojení testovacího zařízení a také propojení s realizovaným monitorovacím zařízením. Červenými šipkami jsou k monitorovacímu zařízení připojeny teplotní snímače, zelenou šipkou je připojen proudový snímač a šedou šipkou je připojeno výkonové relé.



Obrázek 6 Schéma zapojení testovacího a monitorovacího zařízení

6 ZPRACOVÁNÍ DAT A OVLÁDÁNÍ MĚŘICÍHO ZAŘÍZENÍ

Monitorovací zařízení je propojeno s řídicím PC, ve kterém je spuštěn program zajišťující přenos naměřených dat, jejich uložení v počítači a také zobrazení naměřených dat. Tento program umožňuje také nastavení parametrů měřicího zařízení jako například limitní hodnoty proudu a teplot.

7 ZÁVĚR

Práce realizuje monitorovací zařízení sloužící pro záznam teplot a proudu v automatickém testovacím zařízení. Díky propojení s výkonovým relé provede monitorovací zařízení v případě naměření limitních hodnot odpojení testovacího zařízení od zdroje napájení. Tímto je realizována aktivní ochrana testovacího zařízení.

Data měřená monitorovacím zařízením jsou ukládána v řídícím PC. Tento počítač slouží pro ovládání 3DPS a provádění automatického testování bezdrátového nabíjení.

Možným rozšířením této práce by byla analýza takto uložených dat a jejich následné zpracování do grafů a přehledů o průběhu teplot během prováděných automatických testů.

REFERENCE

- NTC Thermistors, Radial Leaded, Standard Precision, (VISHAY). Vishay manufacturer of discrete semiconductors and passive components [online]. Dostupné z: https://www.vishay.com/docs/29049/ntcle100.pdf
- [2] Current transducer HO-6P/SP33 (LEM). LEM Electrical Measurement [online]. Dostupné z: https://www.lem.com/sites/default/files/products_datasheets/ho-p_sp33__series.pdf
- [3] Power relay G2R-1 5VDC, (OMRON). Omron industrial automation [online]. [cit. 2019-03-29]. Dostupné z: https://omronfs.omron.com/en_US/ecb/products/pdf/en-g2r.pdf

Magisterské projekty

Biomedicínské inženýrství a bioinformatika

SIGNALING PATHWAY FOR BUTANOL PRODUCTION IN CLOSTRIDIUM BEIJERINCKII NRRL B-598

Jana Musilová

Master Degree Programme (2), FEEC BUT E-mail: xmusil57@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Karel Sedlář

E-mail: sedlar@feec.vutbr.cz

Abstract: In this study, we bring the first dynamic model of signaling pathway for butanol production in sporulating, solvent-producing bacterium, *Clostridium beijerinckii* NRRL B-598. The model allows to study functions of individual genes involved in the production of solvents and acids. We used an open platform Cell Collective for designing the model and stored it under the name 'Signaling Pathway for Butanol Production in Clostridium beijerinckii NRRL B-598' version 1.0 (https://research.cellcollective.org/?dashboard=true#36604:1/signaling-pathway-for-butanol-production-in-clostridium-beijerinckii-nrrl-b598/10) in publicly available repository of Cell Collective.

Keywords: signaling pathway, clostridium, butanol

1 INTRODUCTION

With increasing environmental protection and the dwindling amount of oil, efforts are being made to produce fuels from renewable resources. A promising option seems to be the production of butanol as biofuel by solventogenic bacteria. *Clostridia*, gram-positive, anaerobic and sporulating organisms produce solvents such as aceton, butanol and ethanol (ABE) during their life cycle. The strain *C. beijerinckii* NRRL B-598 is able to produce butanol up to maximum of 7.6 g/l [1] before the start of sporulation. *Clostridia*, mainly model organism *C. acetobutylicum* ATCC 824 are widely studied solvent producers, but different strains are substantially diverse in phenotype, therefore obtained knowledge cannot be used for the strain *C. beijerinckii* NRRL B-598.

2 MATERIALS AND METHODS

2.1 DATA GAIN

The creation of the model is based on data obtained by HPLC and RNA-Seq in the previous study of the strain *C. beijerinckii* NRRL B-598 [1] together with text and database mining for homologies in related organisms. Gene matching and its functional annotation was found using the KEGG encyclopedia and its tool BlastKOALA [2].

2.2 MODEL CREATION

Cell Collective [3] (cellcollective.org) is an open platform, freely available for research community. We chose this software as it allows designing a dynamic model, perform a simulation and an analysis, creating conditions between nodes, sharing results and also final publishing on the website. As it can be seen in the Figure 1, dynamic model contains 66 components (nodes) and 139 interactions (edges). Orange nodes are labelled as external components, which means the ability to set the activation rate of the element during simulation. Gray nodes are called internal components. Edges are shown as arrows – directed graph which indicate the links between the nodes. Green arrows indicate the activation of the node, red arrows the inactivation. Grey arrows show a certain condition (i.e. sporulation is active only when cell membrane is inactive and sigA is active).



Figure 1: Signaling pathway of butanol production in C. beijerinckii NRRL B-598

2.3 SIMULATION

In order to study the process of butanol production and the involvement of individual genes and metabolites, we performed a simulation in Cell Collective. To verify the accuracy of the dynamic model, we compared created chart with real data obtained from HPLC [1] for the following metabolites: acetone, butanol, ethanol, acetic acid, butyric acid, lactic acid and glucose. Whereas real data were measured as a concentration over time, it was necessary to convert them into a production/consumption rate over time. For this purpose, we used the Matlab 2017b and the Equation 1:

$$v_X = \frac{dc_X}{dt} \left[g l^{-1} h^{-1} \right]$$
 (1)

where v_X is the reaction rate or activity of a metabolite X, c_X is the concentration a metabolite X, and *t* is time. The results are shown in the Figure 2.



Figure 2: Production/consumption rate of metabolites obtained from HPLC

In the next step, we performed a model fitting by adjusting the activity rate of external components to match the real data shown above. Activity levels of individual external components during the simulation are entered in the Table 1. To get comparative results with HPLC, based on the dynamic analysis, we reduced activity level of glucose from 100 % to 0 % in step 35. Result of the simulation is shown in the Figure 3.

activity [%] time step [-]	glucose	NAD(P)H	NADH	phosphorylation	PTS	sigA	spoIIE
0 - 34	100	50	50	100	100	100	75
35 - 92	0	50	50	100	100	100	75



Table 1: Activity level of external components during simulation

2.4 **Results**

Values obtained in the laboratory and converted into a production/consumption rate over time are given in units $[gl^{-1}h^{-1}]$ and indicate the rate of production or consumption of a certain metabolite. Values from the simulation are given in percent of activation of a certain metabolite over step, because the model is discrete and therefore the x-axis shift is given in points (steps), not in time. For that reason it is not possible to perform a full statistical evaluation of the results. We compared results of 10 time points and 10 steps using Spearman correlation coefficient and Matlab 2017b function *corr(x, y)*. Values in the individual points and the results of the statistics are shown in the **Table 2**.

time [h]	buta	nol	aceto	one	ethanol			
unne [11],	production	activity	production	activity	production	activity		
step[-]	rate [g/l/h]	level [%]	rate [g/l/h]	level [%]	rate [g/l/h]	level [%]		
0, 1	0	0	0	0	0	0		
4, 8	0	50	0	37,5	0	14,3		
6, 12	0,27	50	0	41,7	0	8,3		
8, 16	0,29	43,8	0	37,5	0	6,3		
13, 26	0,28	50	0,07	46,2	0	3,8		
18, 36	0,23	50	0,16	47,2	0	2,8		
23, 46	0,22	41,3	0,19	39,1	0,04	2,2		
27, 54	0,26	35,2	0,22	33,3	0,01	1,9		
32, 64	0,18	29,7	0,1	28,1	0,01	1,6		
47, 94	0,06	20,2	0,02	19,1	0	1,1		
Cracerna a a			0.66	:02				

Spearman c. c.

0,6693

Table 2: Results of simulation and HPLC - values in the individual points and the statistics

However, we can state by comparison of the plots and statistic result that created dynamic model approximates results obtained from the real data. Deviations are mainly caused by the different units in the compared plots. It is also not possible to get results exactly matching real data, as we have created a signaling pathway of butanol production containing 66 components (including genes and metabolites), but the cell *Clostridium beijerinckii* NRRL B-598 contains more than 5 000 genes. For the exact results, it is necessary to further research of the function of individual genes and to extend the pathway to the genome scale model.

3 CONCLUSION

We created a dynamic model of signaling pathway for butanol production in *Clostridium beijerinckii* NRRL B-598 (see Figure 1) based on data from experiments and already published networks. The pathway is published in the Cell Collective under the name 'Signaling Pathway for Butanol Production in Clostridium beijerinckii NRRL B-598', version 1.0 (https://research.cellcollective.org/?dashboard=true#36604:1/signaling-pathway-for-butanol-production-in-clostridium-beijerinckii-nrrl-b598/10). Based on the model dynamics, there is a possibility (in addition to observe the model) to simulate and analyze the model for studying the pathway as a whole as well as the function of individual components.

To verify the function of the model, we used the real data of the concentration of seven metabolites. We converted the concentration to the production/consumption rate over time and compared the results (see Figure 2) with the dynamic model simulation (see Figure 3) and calculated the Spearman correlation coefficient with the result 0,6693. Real data and model are approximately coincides, but they are not exactly accurate due to the different units in the charts and also due to the model limitations only to the genes and metabolites involved to the butanol production.

ACKNOWLEDGEMENT

This work has been supported by grant project GACR 17-00551S.

REFERENCES

- Sedlář, K., et al: Transcription profiling of butanol producer Clostridium beijerinckii NRRL B-598 using RNA-Seq. BMC Genomics, 2018, DOI: 10.1186/s12864-018-4805-8
- [2] Kanehisa, M.: BlastKOALA and GhostKOALA: KEGG tools for functional characterization of genome and metagenome sequences. J. Mol. Biol., 2016, DOI: 10.1016/j.jmb.2015.11.006
- [3] Helikar, T., et. al.: The Cell Collective: Toward an open and collaborative approach to systems biology. BMC Syst Biol, 2012. DOI: 10.1186/1752-0509-6-96

SEGMENTATION OF CARTILAGE TISSUE IN MICRO CT IMAGES OF MOUSE EMBRYOS WITH MODIFIED U-NET CONVOLUTIONAL NEURAL NETWORK

Jan Matula

Master Degree Programme (2), FEEC BUT E-mail: xmatul25@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Jiří Chmelík

E-mail: chmelikj@feec.vutbr.cz

Abstract: Manual segmentation of cartilage tissue in micro CT images of mouse embryos is a very time-consuming process and significantly increases the time required for the research of mammal facial structure development. It is possible to solve this problem by using a fully-automatic segmentation algorithm. In this paper, a fully-automatic segmentation method is proposed using a convolutional neural network trained on manually segmented data. The architecture of the proposed convolutional network is based on the U-Net architecture with its encoding part substituted for the encoding part of the VGG16 classification convolutional neural network pre-trained on the ImageNet database of labelled images. The proposed network achieves average Dice coefficient 0.88 in comparison to manually segmented images.

Keywords: segmentation, cartilage, convolutional neural networks, deep learning

1 INTRODUCTION

X-Ray micro-computed tomography (μ CT) is an imaging method capable of capturing image data with high spatial resolution in the range of micrometres. In the research of mammal craniofacial development, mouse animal models are prevalent. The nasal capsule of mouse embryos in their 15th day of development can be measured in the range of millimetres. For this reason, μ CT might be considered suitable for non-destructive analysis of these embryos [1]. However, using μ CT for analysis of soft tissues also brings some challenges.

An essential step before any further analysis is segmentation of the cartilage tissue. Insufficient contrast between cartilage and surrounding tissues in μ CT images makes the use of automatic segmentation algorithms very difficult. In order to achieve the desired accuracy, the cartilage is in most cases being segmented manually by experts. This manual segmentation is a very time-consuming process. In this paper, a fully-automatic segmentation method is proposed using a convolutional neural network trained on a database of manually segmented data. This network segments the cartilage in 2D slices of the 3D CT data of mouse embryo. The accuracy of the proposed automatic segmentation approach is then evaluated in comparison to manually segmented images.

2 CONVOLUTIONAL NEURAL NETWORKS IN IMAGE SEGMENTATION

A commonly used convolutional neural network architecture for binary segmentation of 2D images is the U-Net architecture [2]. It consists of an encoding part and a decoding part. In the encoding part of the network architecture, feature maps extracted from input images are being repeatedly downsampled by using max-pooling layers with ReLU-activated convolutional layers in-between. In the decoding part, the feature maps are upsampled to the size of input by transpose convolution layers. The feature maps from the encoding part are also copied and merged with respective feature maps from the decoding part for better preservation of spatial features of the input images.

3 METHOD

While the U-Net by itself can be trained on smaller datasets, more accurate segmentation can be achieved by using weights pre-trained on large image databases [3]. The encoding part of the U-Net architecture is very similar to the encoding part of VGG16 classification neural network [4]. We used this similarity and substituted the U-Net encoder with VGG16 encoder with its weights pre-trained on the ImageNet database of labelled images [5]. The U-Net decoder was then accordingly modified to be symmetrical to the VGG16 encoder.

A problem that had to be solved in order to train the neural network successfully was the large size of images. The height and width of the segmented μ CT slices are in the range of thousands of pixels. To utilise GPU acceleration of the training process, all feature maps extracted from one batch of images must fit in the GPU memory. That makes training on full-resolution images with reasonable batch size impossible on most available hardware.

As a solution to this problem, a downsampling pre-processing step was introduced. First, the voxel intensity values of each sample are standardised with the mean in 0 and standard deviation 1. The neural network architecture requires all input images to be the same size. Because of the variable size of images from different measurements, the images and their respective ground-truth segmentation masks were cropped or padded with zeros to size 1792x1280 pixels. The images were then downsampled four times while the ground truth segmentation masks remained the original size. To compensate for this downsampling step, two additional convolutional blocks were added at the end of the neural network architecture with transposed convolution layers in-between. This means that the final feature maps are upsampled four times and the output of the neural network has the same dimensions as the input before downsampling. This makes training much faster, memory requirements lower and acts as a form of regularisation. The network architecture is shown in **Figure 1**.



Figure 1: Architecture of the proposed segmentation neural network

Another important matter to consider were augmentations of the training dataset. The micro-CT images of mouse embryos vary in some important aspects. Probably the most substantial is the orientation of the scanned mouse embryo in space. To improve the sample orientation variability in the training dataset, three augmentation techniques were utilised: rotation with a random degree from range from -25° to 25°, horizontal flip and combination of horizontal flip and random rotation. The probability of application of each of the transformations on a particular image is 0.14. With the probability of 0.58, no transformation is applied.

The proposed neural network and all secondary functions were implemented in Python 3.6.5 with Tensorflow-GPU 1.8.0 and Keras 2.2.0 libraries. The training and testing were done on a PC with Intel Core i7 950 CPU, GeForce GTX 980 Ti GPU and 16 GB RAM. The total number of CT slices in the training database was approximately 7000 (around 1200 from each sample). The network was trained with mini-batches of 4 images for 10 epochs. We used Tversky loss function [6] designed specifically for datasets, where the volume of the segmented object is much lower than the volume of background. Adam [7] was chosen as the optimisation algorithm.

4 RESULTS

To evaluate the accuracy of the proposed segmentation method we used a leave-one-out cross-validation method on 7 samples. Dice coefficient was then used for quantitative comparison of the automatically segmented mask and respective ground-truth manual segmentation. The average Dice of all samples is 0.8797 ± 0.0385 . Figure 2 shows contours of both the ground-truth manual and the proposed automatic segmentation in a selected slice. We can see that our neural network follows the cartilage tissue in the CT slice accurately.



Figure 2: Automatic (green) and manual (red) segmentation of cartilage in a selected slice

5 CONCLUSION

The convolutional neural network architecture developed in this work provides segmentation masks with the accuracy needed for further analysis of cartilage in micro CT images of mouse embryos. This was demonstrated by comparing the results of the automatic segmentation with manual segmentation, where the accuracy achieved is almost 88 % according to the Dice coefficient.

While the segmentation can be considered good, as demonstrated by the high Dice coefficient, there are still some problems to be solved. The segmentation of parts of the cartilage, where the contrast between the cartilage and the surrounding tissue is almost non-existent, is not perfect. Another issue is the number of false positives, which are manifested as specks in the finished segmentation. Both problems might be solved by training the neural network on a larger database of CT images and utilising some more advanced augmentation techniques.

The ability to quickly and automatically segment cartilage tissue in new data will prove useful for fast evaluation of the cartilage development without the need of the time-expensive user input. **Figure 3** shows a 3D model created from 2D binary automatically segmented masks without any further post-processing. The whole segmentation process took roughly 2 minutes on the available

hardware, which is a great improvement over the 10 hours it takes an expert to segment the nasal capsule cartilage manually.



Figure 3: 3D model created from 2D automatically segmented cartilage masks

ACKNOWLEDGEMENT

This research was carried out under the project CEITEC 2020 (LQ1601) with financial support from the Ministry of Education, Youth and Sports of the Czech Republic under the National Sustainability Programme II and CEITEC Nano Research Infrastructure (MEYS CR, 2016–2019).

REFERENCES

- [1] Tesařová, M.; Zikmund, T.; Kaucká, M.; et al.: Use of micro computed-tomography and 3D printing for reverse engineering of mouse embryo nasal capsule. *Journal of Instrumentation*, vol. 11, no. 03, 2016: C03006.
- [2] Ronneberger, O.; Fischer, P.; Brox, T.: U-net: Convolutional networks for biomedical image segmentation. In *International Conference on Medical image computing and computer-assisted intervention*, Springer, 2015, pp. 234–241.
- [3] Iglovikov, V.; Shvets, A.: TernausNet: U-Net with VGG11 Encoder Pre-Trained on Image-Net for Image Segmentation. *arXiv preprint arXiv:1801.05746*, 2018.
- [4] Simonyan, K.; Zisserman, A.: Very deep convolutional networks for large-scale image recognition. *arXiv preprint arXiv:1409.1556*, 2014.
- [5] Deng, J.; Dong, W.; Socher, R.; et al.: ImageNet: A large-scale hierarchical image database. In 2009 IEEE Conference on Computer Vision and Pattern Recognition, June 2009, ISSN 1063-6919, pp. 248–255, doi:10.1109/CVPR.2009.5206848.
- [6] Salehi, S. S. M.; Erdogmus, D.; Gholipour, A.: Tversky loss function for image segmentation using 3D fully convolutional deep networks. In *International Workshop on Machine Learning in Medical Imaging*, Springer, 2017, pp. 379–387.
- [7] Kingma, D. P.; Ba, J.: Adam: A method for stochastic optimization. *arXiv preprint ar-Xiv:1412.6980*, 2014.

MINIATURE FIBER-OPTIC TEMPERATURE SENSOR BASED ON FP INTERFEROMETER

Miroslav Stibůrek

Master Degree Programme (2.), FEEC BUT E-mail: xstibu01@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Vratislav Harabiš

E-mail: harabis@feec.vutbr.cz

Abstract: This paper deals with design, manufacturing and measurement of fiber-optic temperature sensor based on Fabry Perot interferometer. Benefits and problems regarding fiber-optic sensors are discussed. There is brief description of method used for temperature sensor interogation. The main part of the sensor contains miniature capillary made from borosilicate glass. Sample of fabricated sensor is calibrated using reference temperature measurement and tested.

Keywords: optical fiber, temperature sensor, Fabry Perot interferometer

1 ÚVOD

Sledování fyzikálních veličin s využitím optovláknových senzorů nachází uplatnění v širokém spektru průmyslových aplikací. V posledních několika letech pronikají také do oblasti přírodních věd a především medicíny. Mezi hlavní výhody optovláknových senzorů v porovnání s konvenčně používanými senzory patří velmi malé rozměry a hmotnost, rychlá odezva, vysoká přesnost a odolnost vůči působení vnějšího elektrického a magnetického pole. Tyto vlastnosti je předurčují k využití měření fyzikálních veličin v prostředí magnetické rezonance nebo ionizujícího záření. Hlavní nevýhodou optických senzorů je vysoká pořizovací cena oproti konvenčnímu řešení a to především kvůli pořizovací ceně světelných zdrojů, optických komponent a detektorů, případně dalších optických a optoelektronických prvků použitých pro zpracování a detekci optického signálu. [1]

Měření tělesné teploty patří mezi základní vyšetřovací metody v lékařství. Dalšími důvody pro měření teploty mohou být sledování fyziologických reakcí, hypertermií nebo laboratorních experimentů obecně. [2] Kromě běžně užívaných teploměrů jako jsou kapalinové, digitální, infračervené nebo odporové se s ohledem na zmiňované výhody naskýtá možnost využít ve zdravotnictví právě senzory optovláknové. Tento článek přestavuje metodu měření teploty s využitím Fabry Perotova rezonátoru. Na tomto principu vyhodnocení je navržen a vytvořen miniaturní optovláknový senzor, který je kalibrován a dále testován.

2 METODA MĚŘENÍ

Metoda měření teploty pomocí Fabry Perotova rezonátoru využívá vyhodnocení odraženého spektra optického signálu z optické dutiny FP rezonátoru. Tento resonátor je tvořen dvěma polopropustnými zrcadly. Spektrum optického signálu je modulováno na základě konstruktivní nebo destruktivní interference světla na první odrazné ploše. Procházející světlo vstupuje do optického rezonátoru s určitou fází, po průchodu rezonátoru se fáze signálu mění v závislosti na délce, kterou světlo urazilo. Po tomto průchodu rezonátorem nastává interference obou vln. Pokud je do FP rezonátoru přiveden širokopásmový optický signál, můžeme pro různé vlnové délky pozorovat různou míru destruktivní, resp. konstruktivní interference, což se projeví modulací optického spektra signálu. Tento optický signál je samozřejmě modulován jak pro průchod, tak i pro odraz, protože v samotném rezonátoru dochází k vícenásobným odrazům. Základní schéma zapojení zahrnující i spektrální charakteristiky je na obrázku 1. Světelný signál ze superluminiscenční diody (SLED) je přes první port cirkulátoru přiveden do FP rezonátoru. Odražený signál z optické dutiny je stejnou trasou veden zpět přes třetí port cirkulátoru do optického spektrálního analyzátoru (OSA).



Obrázek 1: Schéma zapojení pro vyhodnocení délky FP rezonátoru [3]

Modulace signálu je způsobena interferencí paprsků odražených od obou zrcadel dutiny FP rezonátoru. Vzdálenost zrcadel určuje délku rezonátoru. Pozice minim ve spektru odraženého signálu souvisí s délkou rezonátoru a lze ji vypočítat pomocí zjednodušeného vztahu uvedeného v rovnici 1. Vlivem tepla, ať už jeho odebráním nebo naopak dodáním, dochází prostřednictvím teplotní roztažnosti ke změně délky FP rezonátoru. Se změnou délky FP rezonátoru se mění pozice minim ve spektru odraženého signálu, které jsou detekovány. Pomocí nich je určena délka rezonátoru, která je s využitím kalibrační křivky převedena na měřenou teplotu. [4]

$$L = \frac{\lambda_1 \lambda_2}{2(\lambda_1 - \lambda_2)} \tag{1}$$

Kde L je délka rezonátoru a λ_1 , λ_2 jsou pozice minim ve spektru signálu z optické dutiny FP rezonátoru.

3 NÁVRH A VÝROBA SENZORU

Optovláknový senzor popsaný v článku byl vytvořen a testován v prostorách firmy NETWORKGROUP s.r.o. Optická dutina rezonátoru je tvořena jednovidovými optickými vlákny sesazenými a zalepenými opticky čirým lepidlem v kapiláře z borosilikátového skla o vnitřním průměru 126 µm a vnějším průměru 500 µm. Mikroskopický snímek optické dutiny FP rezonátoru se sesazenými vlákny můžeme vidět na obrázku 2.



Obrázek 2: Mikroskopický snímek dutiny FP rezonátoru

Délka snímací části senzoru je 5 mm. Na čela vláken je za účelem vyšší odrazivosti zrcadel nanesena tenká vrstva hliníku. Odrazivost použitých zrcadel je tak přibližně 80 %. Konec kapiláry je z důvodu zamezení vstupu vlhkosti do optické dutiny FP rezonátoru zkolabován plazmatickým výbojem. To lze pozorovat v podobě zaoblení konce senzoru na obrázku 3.



Obrázek 3: Optovláknový senzor teploty bez pouzdření

Při výrobě senzoru byl s ohledem na možnost využití ve zdravotnictví nebo přírodních vědách kladen důraz na dosažení pokud možno co nejmenších rozměrů samotného senzoru.

4 TESTOVÁNÍ VYTVOŘENÉHO SENZORU

Pro vyrobený senzor zapouzdřený v provizorním polyethylenovém obalu byla následně s využitím kalibrovaného teplotního čidla Pt 1000 a vodních lázní vytvořena kalibrační křivka. Kalibrace proběhla v rozsahu teplot od 20 do 80 °C s krokem 10 °C, což by mělo být vzhledem ke stupni polynomu kalibrační křivky a tělesné teplotě člověka, jejím možným výkyvům a dále hodnotám teplot odpovídajícím denaturaci bílkovin více než dostačující. [5] Kalibrační křivku jako závislost teploty na délce FP rezonátoru můžeme vidět na obrázku 3.



Obrázek 4: Kalibrační křivka teplotního senzoru

Mimo body kalibrační křivky bylo následně změřeno několik hodnot, z nichž byla spočítána relativní odchylka měření.

5 ZÁVĚR

V článku jsou popsány návrh, výroba a metoda měření miniaturního optovláknového senzoru teploty. Hlavní část senzoru je tvořena válcovitou skleněnou kapilárou o průměru 0,5 mm a délce 5 mm, která představuje optickou dutinu FP rezonátoru. Při testování senzoru byla naměřena jeho citlivost přibližně 4nm/µm délky rezonátoru a relativní chybou senzoru 0,75 %. Vzhledem k relativní chybě měření optovláknového senzoru v kombinaci s jeho rychlou odezvou, velikostí a materiálem jednotlivých komponent se nabízí možnost jeho využití v prostředích a zařízeních se specifickými vlastnostmi a podmínkami pro práci, které jsou spojeny se zdravotnictvím nebo přírodními vědami obecně (např. magnetická rezonance).

REFERENCE

- [1] FILKA, Miloslav. *Optoelektronika pro telekomunikace a informatiku*. Druhé, rozšířené vydání. Brno: Prof. Ing. Miloslav Filka, Csc. a kol., 2017. ISBN 978- 80-86785-29-5.
- [2] ŠEVČÍK, Pavel a Martin MATĚJOVIČ, ed. *Intenzivní medicína*. 3., přeprac. a rozš. vyd. Praha: Galén, c2014. ISBN 978-80-7492-066-0.
- [3] LINGHAO, Cheng, Wang CENGZHONG, Huang YUNYUN, Hao LIANG a Guan BAI-OU. Silk fibroin diaphragm-based fiber-tip Fabry-Perot pressure sensor. *OSA Publishing* [online]. 2016 [cit. 2019-12-26]. Dostupné z: https://www.osapublishing.org/oe/fulltext.cfm?uri=oe-24-17-19600&id=348841
- [4] DEMTROEDER, Wolfgang. Laser spectroscopy 1: basic principles. 5th edition. New York: Springer, 2014. ISBN 978-3-642-53858-2.
- [5] KREIDL, Marcel. *Měření teploty: senzory a měřící obvody*. Praha: BEN technická literatura, 2005. Senzory neelektrických veličin. ISBN 80-7300-145-4.

AUGMENTATION TECHNIQUE FOR ARTIFICIAL PHASE-CONTRAST MICROSCOPY IMAGES GENERATION FOR THE TRAINING OF DEEP LEARNING ALGORITHMS

Filip Mívalt

Master Degree Programme (2), FEEC BUT E-mail: filip.mivalt@ccri.at

Supervised by: Florian Kromp, Sabine Taschner-Mandl E-mail: florian.kromp@ccri.at, sabine.taschner@ccri.at

Abstract: Phase contrast segmentation is crucial for various biological tasks such us quantitative, comparative or single cell level analysis. The popularity of image segmentation using deep learning strategies has been transferred into the field of microscopy imaging as well. Since the huge amount of training data is usually required, the annotation is time-consuming and lengthy. This paper introduces the method and augmentation techniques for artificial phase-contrast images generation aiming at the training of deep learning algorithms.

Keywords: deep learning, phase-contrast, cell segmentation, data augmentation, artificial data generation

1 INTRODUCTION

Deep learning algorithms achieved state-of-the-art performance in many technical and scientific fields. The trend of deep learning era may seem still rising. However, some of the limitations occur more often with the application attempts in the new scientific fields with the lack of reliable ground truth data. Deep learning algorithms provide reliable results as far as the training data set is well controlled, equally distributed and furthermore representative.

Phase contrast imaging produces high-contrast images of transparent [1]. Thus, the method is suitable for cell visualization, detection and tracking or analysis. Deep learning algorithms seem suitable for cell detection and semantic segmentation. However, the problem arises with the lack of the training and validation images in the sufficient amount required for deep learning procedures.

This paper introduces the method for artificial phase contrast real-like image generation using a small number of annotated input cells. The intention is to use these images for the deep learning model training. The efficiency of the results is demonstrated on the Mask-RCNN [3] training using only artificial data, and the model inference is performed and evaluated on the artificial and also real images.

2 METHODS

It is essential to keep not only the statistical distribution, of the artificial image, as close as possible to the real one. The background distribution and its possible artefacts should represent the real background to prevent high false-positivity ratio caused by these artefacts. Thus, the artificial image synthesis is divided into two main parts, where the first one is background generation and the second the cell augmentation and to-real-like transformation.

2.1 BACKGROUND GENERATION

The process of background generation takes the real image as an input. Previous background analysis provides estimations of the background mean value μ and maximum possible deviation T. Image pixel values higher than the maximum possible background deviation are suppressed by adaptive amplitude suppression. Thus, the background artefacts, beneath the threshold value T, stay untouched, whereas higher values are suppressed. The formula (1) is iteratively applied on the image X(x, y) until all pixel values do not fulfil the threshold criterion. The suppression iterates by the *i* variable.

$$X_{i+1}(x,y) = \begin{cases} X_i(x,y) &, & \text{if } |X_i(x,y) - \mu| < t \\ 0.5 * (X_{i+1}(x,y) - \mu) + \mu &, & \text{otherwise} \end{cases}$$
(1)

The original input image and the after-suppression artificial background is shown in figure 1 together with the cross-section through the example images (a) and (b). The background for the synthetic image is obtained as a random crop from the whole size image.



Figure 1: (a) original image with cells. (b) the after-suppression image which is used as a background for an artificial image. (c) Cross-section through the center of the image before and after adaptive amplitude suppression.

2.2 ARTIFICIAL CELL GENERATION

The typical hallow artefact is specific for the cells visualization using phase-contrast microscopy. The hallow artefact is characterized by the intensity increase around the cell membrane and fading with the distance from the cell. The overall effect appears as a non-homogeneous ring around a cell. Three basic cell types (a-c) of the used phase-contrast images are shown in figure 2 in section (1). There is a need for manual annotation of the initial data set, which is used in following the procedure. The higher number of annotated cell masks increases the robustness of the synthetic images and their effect on the training. The segmented cells are shown in the section (2) of figure 2.

The process of artificial hallow generation is divided into several parts. At first, the binary segmentation mask is dilated (3 pixels), so the brightest part of original hallow may be cropped from the original image. The cropped cell (using extended mask) is pasted into the new image, where the cell (original segmentation mask, not extended) itself is replaced with the maximum pixel value from the area of dilated mask. So, there is a tight hallow-ring filled with a maximum brightness value. Then, the set of blurring filters is applied. The original hallow-ring filled with maximum cell value is pasted onto the same position before each filtration. Thus, the morphological details around the cell are kept. In the final part, only the cell (initial mask) is placed into the image with the artificially created hallow effect. The result is shown in the section (3) in figure 2.

Random rotation and perspective transformation forego the to-real-like transformation process. Thus, the higher variability in the image is achieved. The final step is the random placement of a randomly chosen and augmented cell into the synthetic image.



Figure 2: The left part shows three optically different types of cells (1) (a-c) appearing in the inspected phase contrast images. (2) Cells cropped by the annotated mask. (3) Randomly transformed cells with artificially generated hallow using the method described in this paper. (c) Cross-section through the original cells (1) and synthetic cells (3). The yellow line displays the crop in section (1). The full line corresponds to the section (1) and dashed line to the section (3)

3 RESULTS

The strategy for the synthetic cell images generation was proposed and implemented. 1000 training and 50 testing images were generated. The Mask-RCNN were trained with this data following results were achieved. The precision, recall and F1 score for real images 99.59%, 92.07%, 95.68%. The same attributes for the artificial images 98.9%, 79.8%, 89.21%. The ground truth is images evaluated by an expert biologist with an overall amount of 300 cells. The example of the synthetic image in comparison with the real one is shown in section (a, b) in figure 3.



Figure 3: (a) Real phase-contrast image. (b) artificial image. (c) inference on the real data (a) trained on artificial images (b).

4 CONCLUSION

This paper shows the significance of augmentation techniques and artificial data synthesis for cell semantic segmentation using deep learning algorithms. Mask-RCNN model trained only with synthetic data shows the advantage of synthetic data generation. Only less than 40 cells were used for the image synthesis, but the deep model shows satisfactory results nevertheless. Although, the introduction of entirely new cell types or microscopy technique images may cause a drop in performance. On the other hand, the same approach for data generation may be performed. The performance increase for the testing on the real data shows the robustness of the artificial data synthesis. The possible discussion about training setup, algorithm choice and the fine tuning is behind the scope of this paper. The inference and prediction performed on the real data are shown in figure 3 (c).

5 ACKNOWLEDGEMENT

This work was carried out within the Austrian Research Promotion agency (FFG) COIN "Networks" project VISIOMICS together with St. Anna Kinderkrebsforschung and additionally supported by the Austrian Ministry for Transport, Innovation and Technology, the Federal Ministry of Science, Research and Economy, and the Province of Upper Austria in the frame of the COMET center SCCH. The authors gratefully acknowledge the support of NVIDIA Corporation with the donation of a Titan X GPU used for this research.

REFERENCES

- [1] Zernike, F.: Phase contrast, a new method for the microscopic observation of transparentobjects In: Physica, vol. 9, pp. 686–698, 1942
- [2] Chen, M., Kanade, T., Detect Cells and Cellular Behaviors in Phase ContrastMicroscopy Images. inMedical Image Recognition, Segmentation and Parsing.Academic Press, jan 2016, ch. Detect Cel, pp. 485–514.
- [3] He, K., Gkioxari, G., Dollár, P., Girshick, R.B. (2017). Mask R-CNN. 2017 IEEE International Conference on Computer Vision (ICCV), 2980-2988.
- [4] Ronneberger, O., Fischer, P., Brox, T. (2015). U-Net: Convolutional Networks for Biomedical Image Segmentation. In N. Navab, J. Hornegger, W. M. Wells, A. F. Frangi (Eds.), Medical Image Computing and Computer-Assisted Intervention – MICCAI 2015 (pp. 234–241). Cham: Springer International Publishing.

STRESS DETECTION ON NON-EEG PHYSIOLOG. DATA

Jakub Jindra

Master Degree Programme (2.), FEEC BUT E-mail: xjindr02@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Andrea Němcová

E-mail: nemcovaa@feec.vutbr.cz

Abstract: Stress detection based on Non-EEG physiological data can be useful for monitoring drivers, pilots, workers, and other subjects, where standard EEG monitoring is unsuitable. This work uses Non-EEG database freely available from Physionet. The database contains records of heart rate, saturation of blood oxygen, motion, a conductance of skin and temperature. Model for automatic detection of stress was learned on these data. Best results were reached using a model of a decision tree with 25 features. The accuracy of the resulting model is approximately 93 %.

Keywords: Stress, detection, physiological signals, Non–EEG detection, artificial intelligence, machine learning, decision trees

1 ÚVOD

Detekce stresu může poskytnout zpětnou vazbu měřené osobě a být ukazatelem snížené schopnosti kvalitně reagovat na určité vnější podněty. Schopnost ovládat stresové situace je důležitá pro řešení každodenních situací. Mohou to být jak úkoly v pracovním životě, kde rozhodnutí ve stresových situacích mohou končit různými pracovními komplikacemi, tak úkoly, jako je řízení vozidla, kde řízení pod vysokou úrovní stresu může přinést dokonce tragické následky.

Detekce stresu s využitím klasického EEG není vhodná pro každodenní situace. Tato práce proto využívá Non-EEG databázi obsahující základní, snadno snímatelné signály. Celý proces ve zkratce obsahuje předzpracování nasnímaných dat, extrakci a selekci vhodných příznaků a na základě těchto dat sestavení vhodného klasifikačního algoritmu umožňujícího následnou detekci stresu.

2 DATA

Non-EEG databáze [1] je volně dostupná na Physionet [2]. Databáze obsahuje záznamy elektrodermální aktivity (EDA), teploty, pohybu, saturace krve kyslíkem (SpO₂) a tepové frekvence (HR). Podstatnou částí této databáze je anotace signálů, která indikuje časovou lokaci s popisem aktuálního psychického stavu. Všechny signály 1. subjektu jsou spolu s anotací znázorněny na obrázku 1.

Data byla snímána pomocí dvou náramků umístěných na zápěstích. Signály reflektují neurologický stav u 20 zdravých subjektů. Cílem této studie bylo rozlišit odpověď na 4 různé environmentální podněty – kognitivní stres, emoční stres, fyzický stres a relaxační fázi.



Obrázek 1: Data z databáze pro subjekt 1. Převzato z: [1]
3 STROJOVÉ UČENÍ

Data ze zmíněné databáze byla využita jako vstup pro klasifikaci na základě strojově naučeného modelu. Tento proces se skládá z 5 základních kroků.

3.1 Předzpracování

Prvním krokem je předzpracování nasnímaných dat. Jelikož samotná databáze již neobsahuje artefakty a šum způsobený při snímání, je zde tento krok značně zjednodušen. Ve fázi předzpracování šlo tedy hlavně o převzorkování dat.

Databáze obsahuje signály se vzorkovací frekvencí $f_{vz} = 1$ Hz a $f_{vz} = 8$ Hz. Cílem bylo data převzorkovat na jednotnou frekvenci. Jelikož u aproximativního převzorkování na $f_{vz} = 8$ Hz nedošlo ke zvýšení přesnosti výsledného modelu, byla pro trénování modelu využita data s $f_{vz} = 1$ Hz.

3.2 EXTRAKCE PŘÍZNAKŮ

Volba vhodných příznaků, které budou extrahovány z těchto dat, je důležitá pro eliminaci nepodstatných či rušivých složek v signálu a výběr složek souvisejících s psychickým stavem jedince. V této práci jsou všechny extrahované příznaky počítány pro posuvné okno délky 15 sekund.

Elektrodermální aktivita se skládá ze dvou hlavních částí. Část, která se mění bez ohledu na změny environmentálních podmínek, nazývaná jako hladina vodivosti pokožky (SCL – skin conductance level), a druhá část související s náhlým zvýšením mentální zátěže – odezva vodivosti pokožky (SCR – skin conductance response) [3]. Z tohoto důvodu byl signál EDA rozdělen dekonvolučním algoritmem na SCR a SCL. Z těchto signálů byly následně vypočítány průměrné hodnoty, počet píků a rozdíl mezi maximální a minimální hodnotou v posuvném okně.

Permanentní stres může vyvolat zvýšení tělesné teploty ovlivněním ANS (autonomního nervového systému). Extrahována byla průměrná hodnota, sklon (rozdíl mezi maximální a minimální hodnotou) a směrodatná odchylka teploty.

Tříosého akcelerometru je zde využito pro snímání pohybů rukou. Pro každou osu byly vypočítány průměrné hodnoty, směrodatné odchylky a spektra pomocí Fourierovy transformace. Kromě těchto příznaků byla také vypočítána hodnota celkového zrychlení jako odmocnina součtu druhých mocnin signálů v jednotlivých osách.

 SpO_2 je záznam saturace arteriální krve kyslíkem. Na zařízení pro snímání SpO_2 je rovněž umístěn senzor pro snímání tepové frekvence. Hodnoty tohoto signálu se u nasnímaných dat pohybují od 65 do 127 tepů/min. Pro oba tyto signály byly vypočítány průměrné hodnoty, směrodatné odchylky, minimální, maximální hodnoty a sklon.

3.3 SELEKCE PŘÍZNAKŮ

Extrahované příznaky byly normalizovány do intervalu od 0 do 1, kde 1 odpovídá maximální hodnotě daného příznaku u jednotlivých subjektů. Následovalo objektivní vyhodnocení a výpočet efektivity daných příznaků pro detekci stresu.

Mezi příznaky se vyskytuje mnoho zdánlivě podobných příznaků, často průměrná hodnota, směrodatná odchylka, minimální, maximální hodnoty a sklony. Proto prvním krokem v selekci příznaků bylo zjištění kolinearity, kde byly odstraněny příznaky s větší korelací než 0,96 k jinému příznaku (ten byl zachován). Příkladem může být smazání spektrálních složek akcelerometru v ose x a z, které mají korelační hodnotu se spektrální složkou osy y rovnu jedné – stačí tedy zachovat ay_{fft}.

Druhým krokem bylo nalezení příznaků s nulovou významností podle algoritmu vzestupného gradientu. Tento algoritmus je využíván pro klasifikaci a regresi pomocí rozhodovacích stromů. Díky modelům strojového učení založených na stromech lze najít příznaky, které mají, či nemají význam. Příznaky s nulovou významností nebyly ve stromové struktuře využity k rozdělení žádného uzlu, proto je lze odstranit bez ovlivnění přesnosti výsledného modelu. Tato metoda je nedeterministická, proto pro snížení odchylky byl tento proces spuštěn pro 10 iterací. Stejným způsobem byly odstraněny příznaky s velmi malou významností (ke kumulativní významnosti v intervalu od 0 do 1 přispívaly o méně než 0,01).

Nejvýznamnějšími extrahovanými příznaky jsou spektrální složka osy y, sklon SCL, průměrná teplota, směrodatná odchylka osy z, průměrné hodnoty SCR, SCL, SpO₂, osy z atd. Selekcí bylo odstraněno 9 příznaků z celkového počtu 34 extrahovaných příznaků. Model je tedy naučen celkem na 25 příznaků ze 7 původních signálů.

3.4 ROZDĚLENÍ DATASETU

V této práci jsou využita data pro 20 subjektů. Náhodným generátorem bylo vybráno 5 (25 %) subjektů pro testovací dataset a zbylých 15 pro trénovací dataset. Kdybychom vycházeli pouze z tohoto rozdělení, znamenalo by to, že model bude naučen na trénovacím datasetu a funkčnost modelu ověřena na testovacích datech. Tím ale není zaručena náhodnost v rozdělených datech, může se jednat např. o stejnou populační skupinu. Mohly by zde tedy nastat dvě nebezpečné situace, tzv. overfitting nebo underfitting.

Pro zabránění těmto dvěma stavům byla přesnost modelu vyhodnocena pomocí křížové validace. Ta je velice podobná klasickému rozdělení trénovací/testovací dataset, ale je aplikovaná na více subsetů. Trénovací dataset je tvořen 15 subjekty, křížovou validací byl rozdělen na k = 5 částí, jedna část obsahuje data 3 subjektů. K-1 pro trénování tedy znamená, že model byl vždy naučen na 12 subjektech a na zbylých 3 byl otestován; takhle postupně pro všechny možné varianty. Tento proces je znázorněn na obrázku 2. Vlevo je rozdělení původního datasetu náhodně na testovací a trénovací. Dále rozdělení trénovacího datasetu pomocí křížové validace. Vpravo jsou pak znázorněny jednotlivé iterace křížové validace. Výsledná přesnost modelu je dána průměrem těchto jednotlivých iterací. Testovací dataset obsahující data pro 5 subjektů je zcela nezávislý a není ani vstupem pro křížovou validaci.



Obrázek 2: Vlevo je zobrazeno rozdělení dat, vpravo křížová validace

3.5 KLASIFIKACE

Po extrakci a selekci příznaků bylo nutné vhodně zvolit klasifikační algoritmus. Zásadním ukazatelem pro výběr modelu byla charakteristika tříd. Cílem je detekce stresu, proto byly vybrány modely pro binární klasifikaci, kde 1 bude indikovat přítomnost stresu, 0 pak fázi relaxace. Tato data byla testována na algoritmu logistické regrese, k-nejbližších sousedů a rozhodovacích stromů.

Pro tato data byl vybrán algoritmus rozhodovacího stromu na základě průměrné nejvyšší přesnosti z křížové validace. Sestavení stromu zahrnuje rozhodování o tom, které příznaky zvolit a jaké podmínky využít pro rozdělení. V každém uzlu je pomocí funkce vybrán nejvýznamnější příznak. Rozhodovací strom je rekurzivní algoritmus a výsledný strom je tedy sestavován postupně od nej-významnějších příznaků po nejméně významné. Sestavení optimálního stromu je NP-úplný problém a nemá tedy dosud algoritmus pro jeho nalezení. V této práci byl proto využit algoritmus pro poměrně přesný rozhodovací strom s parametrem gini index – funkce pro měření kvality rozdělení předpokládající binární cíl a metoda "best" pro výběr nejlepšího rozdělení v každém uzlu [4].

4 VÝSLEDKY

Ze 7 signálů bylo extrahováno 34 příznaků. Selekci nejvhodnějších příznaků bylo vybráno 25 příznaků. Pomocí křížové validace byly zjištěny průměrné hodnoty klasifikačních přesností jednotlivých algoritmů. Nejvyšší klasifikační přesnosti bylo dosaženo algoritmem rozhodovacího stromu.

Po výběru tohoto modelu byla provedena predikce na testovacím datasetu. Vhodnou metrikou pro finální vyhodnocení modelu byla zvolena pozitivní prediktivní hodnota, senzitivita a F1-score. Pozitivní prediktivní hodnota (P+) popisuje pravděpodobnost, že pozitivně klasifikované jevy jsou relevantní. Senzitivita popisuje pravděpodobnost, že relevantní jevy jsou klasifikované pozitivně. F1-score je kombinací obou předchozích metrik a popisuje jejich harmonický průměr [5]. Výsledky klasifikační přesnosti jednotlivých rozhodovacích stromů vytvořených v jednotlivých iteracích křížové validace trénovacího datasetu jsou shrnuty do tabulky 1, kde je uvedena také průměrná přesnost těchto modelů. Vyhodnocení finálního modelu na testovacím datasetu je shrnuto do tabulky 2.

	1. iterace	2. iterace	3. iterace	4. iterace	5. iterace	Průměr
Klasifikační přesnost [%]	91	94	95	96	91	93

Tabulka 1: Výsledky klasifikační přesnosti rozhodova	cích stromů z křížové validace
--	--------------------------------

	Klasifikační přesnost [%]	P+[%]	Senzitivita [%]	F1-skóre [%]	Počet záznamů
Relaxační fáze	—	91	96	94	6033
Stres	_	95	90	92	5403
Průměr/celkem	93	93	93	93	11436

Tabulka 2:Výsledky vyhodnocení modelu na testovacím datasetu

5 DISKUZE A ZÁVĚR

Práce se zabývá detekcí stresu z Non-EEG databáze, která obsahuje sadu 7 Non-EEG signálů pro 20 subjektů. Data byla snímána pro rozpoznání 4 různých psychických stavů. Autoři této databáze dosáhli přesnosti 85 % při klasifikaci do 4 kategorií [1]. Dále zmiňují studii, která dosáhla klasifikační přesnosti 99 %. Bohužel o způsobu této klasifikace se nepodařilo zjistit žádné informace.

V binární klasifikaci, kterou se zabývá tato práce, se podařilo dosáhnout přesnosti 93 %. Toto číslo je teoreticky možné navýšit např. detailnější analýzou dat a eliminací rušivých složek vzniklých např. nepřesnou extrakcí příznaků ze signálu. Další možností vedoucí ke zvýšení přesnosti může být prořezávání větví výsledného stromu, využívajících příznaky s nízkou významností. [4]

Reference

- [1] BIRJANDTALAB, Javad, Diana COGAN, a kolektiv: A Non-EEG Biosignals Dataset for Assessment and Visualization of Neurological Status. In: 2016 IEEE International Workshop on Signal Processing Systems, s. 110–114, ISBN 978-1-5090-3361-4.
- [2] GOLDBERGER, a kolektiv: PhysioBank, PhysioToolkit, and PhysioNet, components of a new research resource for complex physiologic signals. *Circulation* [online], 2017
- [3] BRAITHWAITE, Jason J, Dr DERRICK, G WATSON, Robert JONES a Mickey Rowe: A Guide for Analysing Electrodermal Activity (EDA) & amp; Skin Conductance Responses (SCRs) for Psychological Experiments, 2013.
- [4] PRASHANT GUPTA: Decision Trees in Machine Learning Towards Data Science, 2017
- [5] JASON BROWNLEE: Metrics To Evaluate Machine Learning Algorithms in Python. *Python Machine Learning*, 2016

CLASSIFICATION OF HIGH FREQUENCY OSCILLATIONS IN INTRACRANIAL EEG

Magda Macickova

Master Degree Programme (2nd year), FEEC BUT E-mail: xmacic02@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Marina Ronzhina E-mail: ronzhina@feec.vutbr.cz

Abstract: This work focuses on study of the potential of high-frequency oscillations in the determination of pathology of the brain lesion in pharmacoresistant patients. It examines the suitability of several methods for calculating parameters that could contribute to the correct classification of high frequency oscillations.

Keywords: Pharmacoresistant epilepsy, high-frequency oscillations, entropy of the signal, cross-frequency coupling

1 ÚVOD

Epilepsie je jedno z nejčastějších neurologických onemocnění. Přibližně třetina epileptiků přitom trpí farmakorezistentní formou, kdy projevy epilepsie nelze potlačit doposud vyvinutými léky. U farmakorezistentních epileptiků proto bývá často doporučována operace, při které dochází k chirurgickému odstranění jednoho nebo více epileptigenních ložisek.

Jako biomarker epileptogenní tkáně doposud sloužily vysokofrekvenční oscilace běžně popisované do frekvence 600 Hz. Dle aktuálních studií však prokazují oscilace obsahující frekvenční složky nad 1 kHz lepší specificitu pro odlišení epileptogenní tkáně od zdravého mozku [1].

2 VYSOKOFREKVENČNÍ OSCILACE

Vysokofrekvenční oscilace jsou spontánní oscilace běžně popisované od 80 Hz do 500 Hz [2], nyní nově zkoumané i ve frekvencích nad 1 kHz. Mapování jejich vzniku a elektrického vedení vzruchu z velmi malé oblasti tkáně je dosaženo pomocí zobrazení MRI/CT v kombinaci s invazivní metodou, kdy jsou pacientovi implantovány jehlové elektrody.

Správnost vyhodnocení patologických vysokofrekvenčních oscilací zvyšuje šanci pro zpřesnění lokalizace epileptických ložisek u farmakorezistentních pacientů. Při odstranění veškerých epileptických ložisek bývá úspěšnost operace velmi vysoká, pacient může být dokonce již zcela bez záchvatů.

2.1 FREKVENČNÍ DĚLENÍ OSCILACÍ

Ačkoli jsou pro mozek postižený epilepsií vysoce charakteristické již spiky (přibližně 80 Hz), bylo zjištěno, že oscilace o vyšších frekvencích (HFO) jsou pro lokalizaci patologického ložiska lepšími (přesnějšími) ukazateli. Mezi vysokofrekveční oscilace řadíme ripples, fast ripples (FR), very fast ripples (vFR). Pokud se zajímáme o ještě vyšší frekvence, dostáváme se do oblasti, kterou souhrnně nazýváme very-high frequency oscillations (VHFO), konkrétněji ultra fast ripples (uFR). Pro následující studii byla pozornost soustředěna na oscilace ve frekvenčním pásmu od 250 do přibližně 1750 Hz (viz Tab. 1), tedy klasické HFO i VHFO.

Skupina	Význam	Frekvence [Hz]
0	obsahuje pouze FR	250 - 500
1	obsahuje FR a vFR	500 - 1000
2	obsahuje FR a uFR, případně věechny tři složky	1000 a výše*

Tabulka 1: Frekvenční značení vysokofrekvenčních osci	lací
---	------

* Frekvence uFR je teoreticky měřitelná až do poloviny vzorkovací frekvence (2 500 Hz), nejčastěji se však ve zpracovávaných datech vyskytují do frekvence 1 750 Hz.

3 KLINICKÁ DATA

Ke zpracování byla použita velmi kvalitní stereoencefalografická data farmakorezistentních pacientů s fokální formou epilepsie. Hloubkové elektrody byly zavedeny do oblastí mozku s podezřením na epileptogenní ložisko nebo do jeho blízkého okolí. Přibližná délka jednoho klidového záznamu, kdy pacient neměl žádný zrakový či sluchový stimul je 30 minut, vzorkovací frekvence 5 kHz. Veškeré záznamy byly nahrávány ve Fakultní nemocnici u sv. Anny v Brně.

Vzorkovací frekvence snímaného signálu byla použita 25 kHz, dynamický rozsah 25 mV s odchylkou 10 nV. Pro možnost dalšího zpracování byla data filtrována odečtením průměrovaného signálu a podvzorkována na 5 kHz.

3.1 MANUÁLNÍ ZNAČENÍ

Pro vizualizaci a získání prvotních informací o záznamech byla ke každému záznamu vytvořena matice zobrazující pomocí odstínů palety velikosti amplitudové obálky (PD matice) v jednotlivých kanálech. Dle povahy PD matic pro FR, vFR a uFR byly vytipovány kanály, v nichž se tyto oscilace zřetelně vyskytují. Následně bylo v jednom kanálu manuálně označeno přibližně 250 středů úseků, které byly rozřazeny do skupin dle jejich spektrálních vlastností ve filtrovaných pásmech a zároveň jejich vizuální projekce v časově-frekvenční analýze (viz Obr. 1).



Obrázek 1: Časově-frekvenční analýza vysokofrekvenčních oscilací, vlevo: zobrazený úsek 0.5 sekund, zřetelné ultravysokofrekvenční oscilace (nad 1 kHz), vpravo: zobrazeno 0.3 sekundy, pravidelné Fast Ripply (200 - 500 Hz), mapa blue-cyan-green-yellow-red, vykresleno v SignalPlant v.1.2.4.3

4 METODY PRO VÝPOČTY PŘÍZNAKŮ

Pro zkoumání rozdílů mezi jednotlivými typy oscilací bylo zvoleno použití výpočtů entropie signálu a cross-frequency couplingu, tedy synchronizace fází a frekvencí.

4.1 SHANNONOVA ENTROPIE

Entropie signálu reprezentuje určitou složitost signálu v časové i frekvenční doméně. Signál o sinusovém průběhu má entropii téměř nulovou, naopak signál stochastický nebo signál o širokém frekvenčním spektru má entropii vyšší. Shannonova entropie je počítána dosazením pravděpodobnostní funkce, kde pravděpodobnostní funkce je počítána z délky a hodnot signálu.

4.2 **POWER SPECTRAL ENTROPY**

Entropii spektrálního výkonu lze spočítat sumací a logaritmizací normalizovaného výkonového spektra signálu a pravděpodobnostní distribuční funkce (viz Rovnice 1).

$$S(\omega) = \frac{|DFT(x(n)))|^2}{N}$$

$$P_n = \frac{S(\omega)}{\sum S(\omega)}$$

$$pse = -\sum_{n=0}^{N} P_n \cdot \log_2(P_n)$$
(1)

kde:

- $S(\omega) = výkonové spektrum signálu$
- x(n) = hodnota vzorku v signálu
- N =počet vzorků signálu
- DFT =diskrétní Fourierova transformace
- P = pravděpodobnostní funkce
- pse = Power spectral entropy

4.3 CROSS-FREQUENCY COUPLING

Cross frequency coupling (CFC) je metoda používaná pro zjišťování souvislostí a interakcí mezi oscilacemi v různých frekvenčních pásmech. Námi zkoumanými metodami jsou phase-amplitude coupling (PAC) a frequency-amplitude coupling (FAC). [3]



Obrázek 2: Ukázka synchronizace fáze pomalých oscilací s amplitudovou obálkou rychlých oscilací; nefiltrovaný signál - sumace rychlých a pomalých oscilací (nahoře), vysokofrekvenční složka signálu a jeho amplitudová variace v čase - signál po filtraci horní propustí pro vizualizaci bez pomalých vln (dole), převzato z [3]

5 HODNOCENÍ ÚSPĚŠNOSTI KATEORIZACE DLE JEDNOTLIVÝCH PŘÍZNAKŮ

Úspěšnost metod byla hodnocena z hlediska schopnosti rozlišování jednotlivých typů oscilací. K numerizaci úspěšnosti byl použit výpočet plochy pod křivkou (AUC). Hodnota AUC je rovna pravděpodobnosti, s jakou klasifikátor zařadí počítaný parametr do příslušné skupiny. Jako binarizovaný target bylo voleno rozlišení mezi FR a uFR, případně ještě v kombinaci s vFR (viz Obr. 3).

Parametr	seeg	FR_vFR_0_1	FR_vFR_uFR_0_0_1	FR_vFR_uFR_0_1_1
	0	0,5844	0,6396	0,6279
	15	0,6131	0,6546	0,6228
fac	32	0,5807	0,6387	0,6505
	45	0,5496	0,6092	0,5928
	48	0,5638	0,6388	0,5974
	0	0,5658	0,5788	0,5865
	15	0,5448	0,5074	0,5440
pac	32	0,5065	0,4963	0,5030
	45	0,6297	0,2166	0,4377
	48	0,5531	0,5406	0,5622
	0	0,4748	0,5995	0,5212
	15	0,5078	0,4578	0,5034
pse	32	0,4814	0,5792	0,5326
	45	0,4298	0,6579	0,5316
	48	0,5168	0,3835	0,4917
	0	0,5642	0,5170	0,5628
	15	0,5353	0,5456	0,5380
shannon_entropy	32	0,7185	0,6854	0,7658
	45	0,5997	0,4412	0,5596
	48	0,5863	0,4966	0,5797

Obrázek 3: Kompletní tabulka výpočtů hodnot AUC. Nejvyšší potenciál pro rozlišování jednotlivých typů oscilací vykazuje frequency-amplitude coupling a shannonova entropie.

6 ZÁVĚR

V práci je probrána základní problematika vysokofrekvenčních oscilací, včetně jejich frekvenčního dělení. Navazující kapitola se věnuje popisu klinických dat a způsobu jejich manuálního značení. Dále jsou představeny některé metody založené na výpočtech entropie a cross-frequency couplingu, u kterých je pomocí výpočtu plochy pod křivkou zkoumána jejich úspěšnost v kategorizaci dle zvo-lených binárních targetů.

REFERENCE

- [1] Milan BRÁZDIL, Martin PAIL, Josef HALÁMEK, Filip PLEŠINGER, Jan CIMBALNIK, Robert ROMAN, Petr KLIMEŠ, Pavel DANIEL, Jan CHRASTINA, Eva BRICHTOVA, Ivan REKTOR, Gregory A WORRELL, Pavel JURÁK Very high frequency oscillations: Novel biomarkers of the epileptogenic zone. Annals of Neurology [online]. 2017, vol. Aug 5, pp. 1–30. ISSN 15318249. Available at: doi:10.1002/ana.25006
- [2] FRAUSCHER, Birgit, Fabrice BARTOLOMEI, Katsuhiro KOBAYASHI, Jan CIMBALNIK, Maryse A. VAN 'T KLOOSTER, Stefan RAMPP, Hiroshi OTSUBO, Yvonne HÖLLER, Joyce Y. WU, Eishi ASANO, Jerome ENGEL, Philippe KAHANE, Julia JACOBS and Jean GOTMAN *High-frequency oscillations: The state of clinical research*. Epilepsia [online]. 2017, vol. 58, no. 8, pp. 1316–1329. ISSN 15281167. Available at: doi:10.1111/epi.13829
- [3] Anon., Phase-amplitude coupling Dostupné z: https://neuroimage.usc.edu/brainstorm/Tutorials/TutPac

Magisterské projekty

Elektronika a komunikace, Silnoproudá elektrotechnika a elektroenergetika

PLANAR ANTENNA ARRAY FOR KU BAND

Jakub Prouza

Master Degree Programme (2), FEEC BUT E-mail: xprouz03@vutbr.cz

Supervised by: Zbyněk Raida

E-mail: raida@feec.vutbr.cz

Abstract: The paper deals with the design of an antenna element of an ultra-wideband antenna array for specialized applications. The realized gain of the whole structure, the main beam width and the possibility of electronic beamforming in the horizontal plane are the most important parameters of the designed antenna array. The numerical model of the antenna array is created, and parameters are verified to prove suitability for ultra-wideband applications.

Keywords: Antenna array, UWB, Ku band, Vivaldi antenna

1 ÚVOD

Cílem této práce je na základě výběru vhodného anténního elementu vytvořit numerický model anténního pole pro frekvenční pásmo 12 GHz – 18 GHz. Anténní pole by svými vlastnostmi mělo být vhodné pro použití v oblastech vyžadujících vysoký zisk a přesně daný tvar vyzařovací charakteristiky. Jedním z hlavních požadavků pro návrh anténního pole jsou oddělené prvky pro vertikální a horizontální polarizaci, a dále také možnost řízení svazku v horizontální rovině pomocí relativního posunu fáze mezi sousedními elementy. Ve vyzařovacích charakteristikách je důraz kladen na šířku svazku v horizontální rovině, která by ideálně měla být kolem 5°.

2 VIVALDIHO ANTÉNA

Jako základní anténní element byla pro návrh pole zvolena Vivaldiho anténa. Tato anténa patří do skupiny antén s podélným vyzařováním [1].

Štěrbina antény byla vyhotovena v jedné vrstvě pokovení mikrovlnného substrátu [2]. Napájecí vedení, tvořené mikropáskovým vedením a zakončovacím pahýlem, je vyhotoveno na opačné straně substrátu. Ilustrace antény s rozměry navrženého elementu jsou uvedeny na obrázku 1.



Obrázek 1: Rozměry Vivaldiho antény

2.1 ZÁKLADNÍ BUŇKA

Základní buňka, z nichž je následně vytvořeno celé anténní pole, se skládá ze dvou totožných anténních elementů, vzájemně otočených o 90°. Tím dosáhneme obou požadovaných polarizací (viz obrázek 2). Hlavní rozměry antény jsou šířka ústí w = 7,7 mm a délka antény D = 26,2 mm.



Obrázek 2: Základní buňka anténního pole

V rámci práce byl nejprve navržen anténní element tvořený jednou deskou substrátu, jehož numerický model byl méně náročný pro výpočty, a byl tedy vhodný pro simulaci pole o větším množství prvků (viz kapitola 2.2). Pro větší mechanickou odolnost výsledné struktury byl navržen anténní element se dvěma deskami mikrovlnného substrátu složený ze dvou totožných exponenciálních štěrbin v horní a dolní vrstvě pokovení a napájecího obvodu ve střední vrstvě pokovení. Vzhledem k větší výpočetní náročnosti tohoto modelu byl element využit v anténním poli s redukovaným počtem prvků (viz kapitola 2.3).

Simulace činitele odrazu byly provedeny ve frekvenčním rozsahu 12 GHz – 18 GHz a pro skenovací prostor definovaný úhlem $\pm 20^{\circ}$ v horizontální rovině pro ověření možnosti řízení hlavního svazku. Výsledky uvedené na obrázku 3 ukazují dobrou míru impedančního přizpůsobení přes celé frekvenční pásmo a pro daný skenovací úhel.



Obrázek 3: Průběh činitele odrazu pro jednovrstvou a dvouvrstvou anténu

2.2 ANTÉNNÍ POLE 32 × 16 BUNĚK

Z anténního elementu s jednou vrstvou mikrovlnného substrátu bylo vytvořeno pole o rozměrech 32 × 16 buněk. Vzhledem k velikosti pole bylo využito rozložení amplitud v jednotlivých elementech dle Taylorovy řady zajišťující lepší hodnoty potlačení bočních laloků. Využito bylo substrátu Rogers RT5880 s tloušťkou 0,254 mm.

Na obrázku 4 jsou uvedeny vyzařovací charakteristiky ve vertikální i horizontální rovině pro tři význačné kmitočty. Je viditelné velké množství postranních laloků. Jejich potlačení se pohybuje okolo 25 dB, šířka svazku v horizontální rovině je pak na středním kmitočtu 5,4°. Dosažený zisk je 27 dB na frekvenci 15 GHz.



Obrázek 4: Vyzařovací charakteristiky anténního pole 32 × 16

2.3 ANTÉNNÍ POLE 8 × 4 BUNĚK

Pro snížení výpočetní náročnosti bylo druhé anténní pole s elementy na dvou deskách substrátu navrženo o rozměrech 8 × 4 buněk a simulováno bylo bez řízeného rozložení amplitud pro potlačení postranních laloků. Využito bylo substrátu Rogers RO4730JXR s tloušťkou 0,526 mm.

Získané vyzařovací charakteristiky (obrázek 5) ukazují očekávaný pokles bočních laloků a také jejich horší hodnoty potlačení. Hodnota potlačení bočních laloků 13 dB je plně v souladu s teorií [3], dle které není možné u anténního pole o více jak osmi prvcích dosáhnout lepších hodnot potlačení bočních laloků, než s hodnotou 13,26 dB. Vzhledem k menšímu počtu prvků v anténním poli je šířka svazku v horizontální rovině jen 13,3° a dosažený zisk na frekvenci 15 GHz klesl na hodnotu 17,9 dB. I přes zjevně zhoršené parametry jde ale o zhoršení úměrné menšímu počtu prvků v poli a uniformnímu rozložení amplitud ve všech elementech.



Obrázek 5: Vyzařovací charakteristiky anténního pole 8 × 4

Jedním z požadavků na návrh anténního pole je schopnost řízení svazku v horizontální rovině pomocí změn fáze. Tato schopnost je demonstrována na obrázku 6.



Obrázek 6: Směrování svazku v horizontální rovině

3 ZÁVĚR

Vytvořené numerické modely anténního pole s využitím Vivaldiho prvku prokázaly, že tato koncepce je vhodná pro využití v systémech vyžadujících vysoký zisk, definovaný tvar vyzařovací charakteristiky, a také možnost řízení svazku. Ačkoliv nebylo u druhého návrhu dosaženo výsledků prvního navrženého pole, lze předpokládat, že při případném návrhu většího anténního pole bude dosaženo výsledků plně srovnatelných. Mechanické provedení jak jednoho prvku, tak celého anténního pole včetně konektoru SMPM je uvedeno na obrázku 7.



Obrázek 7: Navržený anténní element a anténní pole

PODĚKOVÁNÍ

The presented research was supported by the Internal Grant Agency of Brno University of Technology project no. FEKT-S-17-4713.

REFERENCE

- BALANIS, Constantine. Antenna theory: analysis and design. 3rd ed. Hoboken: Wiley-Interscience, 2005. ISBN 978-0-471-66782-7.Orság, F.: Vision für die Zukunft. Biometrie, Kreutztal, DE, b-Quadrat, 2004, s. 131-145, ISBN 3-933609-02-X
- [2] GROSS, Frank, ed. Frontiers in antennas. New York: McGraw-Hill, 2011. ISBN 978-0-07-163793-0.
- [3] HANSEN, Robert. Phased array antennas. 2nd ed. Hoboken, N.J.: Wiley, 2009. Wiley series in microwave and optical engineering. ISBN 04-704-0102-8.

LOCATION AWARE ANALYTICS IN THE CONTEXT OF MOBILE NETWORK PERFORMANCE OPTIMIZATION

Lucie Urbanová

Master Degree Programme (II), FEEC BUT E-mail: xurban58@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Philipp Svoboda, Martin Slanina

E-mail: psvoboda@nt.tuwien.ac.at, slaninam@feec.vutbr.cz

Abstract: The goal of this paper is to develop an estimation tool capable of predicting location aware network parameters, based on their previous field measurements and to perform a set of additional measurements to verify the accuracy of the tool. Additionally, the paper evaluates a number of regression methods in terms of their prediction accuracy, complexity and the amount of input data needed to create a prediction map of valid results.

Keywords: Estimation tool, GPR, IDW, Random Forest, Regression

1 INTRODUCTION

The radio resource management and optimization are one of the key opportunities to reduce the costs of cellular network infrastructure. One of such possibilities is an initial bandwidth allocation for the user connecting to the network. Without the knowledge of the network performance in user's location, the allocated bandwidth may be either too large (resulting in wasted resources and additional costs) or too small (resulting in limitation of the user's connectivity). The utilization of performance maps is one of such solutions. The performance maps carry information about the network characteristics depending on the location. The goal of this project is to utilize several regression techniques for creating network performance maps, namely Gaussian process regression [1], random forest [2], exponential smoothing [3] and inverse distance weighting [4]. The methods are utilized using various parameters and are benchmarked in terms of prediction accuracy, computational complexity and required amount of input data per area for a satisfactory prediction result.

2 REGRESSION METHODS

Regression analysis is a statistical process of estimating a value of a variable with relation to other variables. The goal of this paper is to find the estimate of, e.g. signal strength of LTE network (RSRP) in a previously unmeasured location based on the RSRP values measured in nearby locations. To achieve such goal, several methods have been utilized and compared in this paper.

Gaussian process regression (GPR) is a statistical tool built on the assumption, that all variables behave according to multivariate Gaussian distributions. The key aspect of GRP is defining the co-variance function, which determines the behaviour of the regression on all possible points and using the maximum likelihood estimation fits the regression data.

Random forest (RF) technique is a supervised learning algorithm, which creates multiple decision trees and then merges them to get more accurate results. Random forest consists of several decision trees, which map data to outputs (results) based on the provided training data and from the results of those trees it 'decides' on the final result.

Exponential smoothing (ES) is a technique of smoothing the data based on exponential weighting of the previous observations related to the distance between the data points. There are plenty of types of exponential smoothing depending on how many parameters it utilizes. In this paper, I use double

exponential smoothing, which applies the recursive filter twice to filter out inconvenient trends in the data caused by, e.g., varying speed of the measuring device and I utilize maximum likelihood estimation to minimize the error. Exponential smoothing is a technique used for smoothing the time-series, yet the principle is applicable to spatial smoothing as well.

Inverse distance weighting (IDW) is a simple regression technique that calculates the value in an unknown location based on the weighted sum of reference values depending on the inverse distance between the considered point and the reference locations.

3 METHOD ANALYSIS

For the purpose of comparing the individual methods, the regression was first based on the time domain measurements rather than location-based measurements to reduce the problem to a single dimension. The evaluation of the methods in time dimension provides the information in the whole range of the axis. The data were measured using Keysight NEMO [5] devices on the route through the centre of Vienna and were provided by the TU Vienna. In order to get enough data points, the same test was taken repeated while measuring the required parameters along the same path through the centre of Vienna, resulting in 9 repetitions of the test.

1D COMPARISON

Each of the regression methods was implemented in Matlab and later compared to the original dataset. Figure 1 left shows GPR of RSRP over all available samples of one measurement and Figure 1 right shows GPR of RSRP for all available measurements on normalized time. The normalization was made for each measurement to synchronize the start and the end of the timeline due to variations in the duration of the measurements while the path remained the same.



Figure 1: GPR of RSRP; Left: one measurement data input; Right: sum of 9 measurements as data input

By varying the input arguments of each regression, the parameters minimizing the deviation from the reference data have been found by comparing the output error of each setting based on the number of input data samples (100%, 10%, 1% and 0.5%) to estimate their dependency on the input data density. The chosen regression parameters have been then used to compare the regression methods against each other. The comparison of mean squared error (MSE) (see Equation 1) and mean absolute error (MAE) (see Equation 2) of various regression methods are shown in Figure 2. As a result, the best performing regression method is exponential smoothing and IDW.

$$MSE = \frac{1}{n} \cdot \sum_{1}^{n} (\bar{x} - \bar{s})^2$$
(1)

$$MAE = \frac{1}{n} \cdot \sum_{1}^{n} |\bar{x} - \bar{s}| \tag{2}$$

where *n* is the number of samples, \bar{x} is the vector of measured values and \bar{s} is the vector of predicted values.



Figure 2: Comparison of error over sample density (MSE and MAE)

2D COMPARISON

It is apparent that some of the parameters of each regression had to be altered when applying the algorithms to the location-based grid. The 2D IDW regression of a single measurement, as the most accurate method for 1D with full-samples input (see Figure 2) is depicted in Figure 3, where the red line represents the trail of the reference measurement and the contour lines capture RSRP levels. The parameters of the two-dimensional IDW have been set to the power factor of 2, therefore the inverse of distances between the considered point and reference points are squared. This choice ensures the smoothness of regression in areas with sharply changing reference signal strength (due to e.g. shadowing). The radius parameter has been set to infinity, so the method calculates results over all grid, in comparison to 1D case, where minimizing the radius parameter gave slightly smaller deviations. This parameter setting takes all the reference points into account when calculating each point of the regression, while increasing the computation complexity. On the other hand, the combination of these parameters ensures validity of the regression around the area with nearby reference points, while returning mean of the reference point values in infinite distance.



Figure 3: Location-based IDW regression

4 SUMMARY

This paper focuses on the comparison of different regression methods used for the estimation of network parameters (e.g. RSRP) based on previously taken field measurements. Four different regression methods are presented and their accuracy in time domain is evaluated. IDW was determined as the most accurate. Therefore, the space domain IDW regression is presented, displaying the estimations in the locations for which the measurements are not available. In the next part of the project, other regression methods will be evaluated (e.g. Kriging) and verified by applying on additional field measurements.

REFERENCES

- C. E. Rasmussen & C. K. I. Williams, Gaussian Processes for Machine Learning, the MIT Press, 2006, ISBN 026218253X. c 2006 Massachusetts Institute of Technology. www.GaussianProcess.org/gpml
- [2] DONGES, Niklas. The Random Forest Algorithm. Towards Data Science. 2018.
- [3] BROWNLEE, Jason. A Gentle Introduction to Exponential Smoothing for Time Series Forecasting in Python. Time Series [online]. August 20, 2018 [ref. 2019-03-10]. Available at: https://machinelearningmastery.com/exponential-smoothing-for-time-series-forecasting-inpython/
- [4] George Y. Lu, David W. Wong, An adaptive inverse-distance weighting spatial interpolation technique, Computers & Geosciences, Volume 34, Issue 9, 2008, Pages 1044-1055, ISSN 0098-3004, Available at: https://doi.org/10.1016/j.cageo.2007.07.010.
- [5] Nemo Walker Air In-Building Measurement Solution: KEYSIGHT Technologies [online]. [ref. 2019-03-10]. Available at: https://www.keysight.com/en/pd-2767482-pn-NTD00000A/nemo-walker-air?cc=AT&lc=ger

INTERFEROMETRIC MEASUREMENT OF OPTICAL SIGNAL IN TURBULENCE

Soňa Kovaľová

Master Degree Programme (2), FEEC BUT E-mail: xkoval11@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Lucie Hudcová E-mail: hudcova@feec.vutbr.cz

Abstract: This project deals with the measuring of the impact of atmospheric turbulence on laser beam used in wireless optical communication. The method is based on interferometry with using of Michelson interferometer. Mathematical apparatus comes from Kolmogorov's cascade theory and statistical analysis.

Keywords: Michelson interferometer, laser beam, atmospheric turbulence, index-of-refraction structure parameter, FSO/RF

1 ÚVOD

Degradácia optického zväzku vplyvom atmosférických turbulencií predstavuje závažný problém v bezdrôtových optických komunikačných systémoch. V súčasnosti maximálne prenosové rýchlosti plne optických systémov dosahujú 1,72 Tb/s na 10,45 km trase (pre uptime 99,9 % potrebná RF hybridizácia systémov) [1]. Nové terabitové komunikačné systémy využívajú fázové kľúčovanie (PSK - Phase Shift Keying) pre kódovanie prenášanej informácie. Preto aj malé výkyvy vo fáze môžu mať fatálny dopad na spoľ ahlivosť a presnosť systému. Pre eliminovanie týchto turbulentných mechanizmov je potrebné vedieť ich správne kvantifikovať. Táto práca je motivovaná predovšetkým nedostatkom vyhodnocovacích metód v tejto problematike, sleduje vplyv atmosférickej turbulencie na interferenčný obrazec a štatisticky vyjadruje jeho charakter.

2 ATMOSFÉRICKÉ TURBULENCIE

Atmosféra je nehomogénny a nestacionárny dynamický systém. Dochádza tu k absorpcii, prípadne rozptylu energie optického zväzku vodnými parami a aerosolmi [2]. Všetky tieto javy spôsobujú frekvenčnú závislosť priepustnosti atmosféry.

Atmosférická turbulencia je nelineárny stochastický jav spôsobený rýchlou zmenou teplôt na rozhraní zemského povrchu a atmosféry alebo vplyvom mechanického pôsobenia vzduchu. Masy vzduchu s rozdielnymi teplotami a indexom lomu sa o seba trú a postupne trhajú na menšie. Vytvárajú tzv. turbulentné cely s vnútorným priemerom l_0 a vonkajším priemerom L_0 . Väčšie víry sa rozpadávajú rýchlejšie, dominuje v nich energia mechanického pohybu. Doba rozpadu malých vírov je kratšia a väčšiu úlohu v nich zohrávajú viskózne sily. Na najnižšej úrovni víry zanikajú a zbytková energia sa premení na teplo. Vtedy dosahuje Reynoldsovo číslo radovo jednotky a veľkosť príslušného víru určuje veľkosť turbulentnej mikrocely. Vo výsledku dochádza k redistribúcii indexu lomu v čase a priestore. Tento jav sa označuje pojmom energetická kaskáda. Na problematiku turbulencií ju aplikoval Kolmogorov [3]. Keď laserový zväzok prechádza takýmto prostredím, je nutné počítať s jeho energetickými a tvarovými zmenami.

3 URČENIE MIERY TURBULENCIE POMOCOU TEPLOTY

Kombináciou Kolmogorovovej teórie turbulencií a Rytovovej variancie bola vykonaná štatistická analýza indexu lomu v turbulentnom prostredí generovanom v laboratórnych podmienkach. V turbulentnej komore boli vytvorené slabé turbulencie pomocou teráriového výhrevného pásu (pás je možné nahriať na ~ 40 °*C*). V prvej časti experimentu bolo pomocou sond PT1000 vykonané presné meranie teplôt v 7 bodoch pozdĺž 104 cm dlhej turbulentnej komory. V každom bode boli umiestnené 2 PT sondy (V bode A_1 a A_2 , vzdialených od seba 0,8 mm). Predpokladáme, že obe sondy boli umiestnené vnútri turbulentnej mikrocely. Teploty boli merané po dobu 7 minút v každom bode s frekvenciou 8 meraní za sekundu. Z dvojíc nameraných teplôt v každom bode boli vypočítané indexy lomu podľa vzť ahu:

$$n(R) = 1 + 79 \cdot 10^{-6} \cdot \frac{P(A)}{T(A)},\tag{1}$$

kde P(A) je atmosférický tlak v milibaroch a T(A) je teplota v danom bode v Kelvinoch.

Z týchto hodnôt bola určená štruktúrna funkcia $D_n(A_1, A_2)$:

$$D_n(A_1, A_2) = \left\langle \left[n(A_1) - n(A_2) \right]^2 \right\rangle.$$
(2)

Štruktúrna funkcia $D_n(R)$ z Kolmogorovovej analýzy je vo svojej podstate výberovým rozptylom indexov lomov $D_n(A_1, A_2)$:

$$D_n(R) = \begin{cases} C_n^2 R^{2/3}, & l_0 << R << L_0 \\ C_n^2 l_0^{-4/3} R^2, & R << l_0 \end{cases}$$
(3)

kde C_n^2 je štruktúrny parameter indexu lomu, *R* je vzdialenosť bodov merania $|A_1 - A_2| = 0,8$ mm. L_0 je veľkosť makrocely a l_0 je veľkosť mikrocely (v blízkosti zemského povrchu dosahuje hodnoty 1 až 10 mm). Nasleduje výpočet štruktúrneho parametra indexu lomu C_n^2 odvodený z kaskádneho energetického princípu [4]:

$$C_n^2 = \frac{D_n(R)}{R^{\frac{2}{3}}}.$$
 (4)

Výsledky potvrdili, že C_n^2 je rastie s intenzitou turbulencií. Výsledky uvedené na obrázku 1 vľavo.

4 URČENIE MIERY TURBULENCIE LOKÁLNEHO ZDROJA POMOCOU NAMERANÉHO OPTICKÉHO VÝKONU

Lokálnym zdrojom turbulencií v experimente bola sviečka umiestnená v trase laserového lúča. Optický výkon bol detekovaný pomocou fotodiódového detektora Ophir Vega PD300-3W. Tento detektor umožňuje integrálne vyčítanie optického výkonu cez celú plochu prijímacej apertury. Pre zaznamenanie malých zmien vo výkone bolo vykonané meranie so štrbinami o troch veľkostiach (1, 2 a 3 mm). Optický výkon bol meraný so sviečkou umiestnenou v dvoch polohách: 20 cm (A) a 200 cm (B) od detektora. Vď aka vymedzeniu prijímacej apertúry štrbinou je možné vypočítať hodnotu optickej intenzity odvodením zo vzť ahu 5, ktorý udáva faktor priemerovania apertúry:

$$f_{AA} = \frac{\sigma_P^2}{\sigma_I^2} = (1+1,062 \cdot \frac{k \cdot D^2}{4L})^{-\frac{7}{6}}.$$
(5)

D predstavuje v tomto vzťahu priemer prijímacej apertúry, *k* je vlnové číslo a *L* je dĺžka trasy lúča. Pre f_{AA} platí $0 < f_{AA} < 1$. Bez vymedzenia malej plochy, cez ktorú môže svetlo lasera prenikať k detektoru, by sme zmenu optického výkonu nezaznamenali, pretože jej celková hodnota je v čase konštantná. Pre analýzu nameraných dát bola použitá Rytovova variancia [3], ktorá odvodzuje vzťah pre výpočet C_n^2 :

$$C_n^2 = \frac{\sigma_{I,rel}^2}{K \cdot k^{\frac{7}{6}} \cdot L^{\frac{11}{16}}},\tag{6}$$

kde K je parameter charakteristický pre rovinnú vlnu a jeho hodnota je 1,23



Obrázek 1: Rozloženie hodnôt C_n^2 pozdĺž trasy laserového zväzku (vľavo). *x* vyjadruje vzdialenosť od zdroja žiarenia. Závislosť štruktúrneho parametru indexu lomu od veľkosti štrbiny pre $\lambda = 631,5$ nm a L = 5,38 m pre dve polohy zdroja turbulencií A a B (vpravo). Popis týchto meracích polôh zmienený v odseku 4.

5 URČENIE MIERY TURBULENCIE POMOCOU OPTICKÉHO VÝKONU DETEKOVANÉHO CCD KAMEROU S VYSOKÝM ROZLÍŠENÍM

Pre túto časť experimentu bol zostavený Michelsonov interferometer ktorého meracie rameno prechádzalo turbulentnou komorou. Na výstupe interferometra bola umiestnená CCD kamera Spiricon SP620U. Turbulencie boli opäť generované bodovým zdrojom (sviečka). V prvej fáze bol pozorovný drift interferenčného maxima prvého rádu po ploche detektora počas doby 7 minút v turbulencii aj bez nej.



Obrázek 2: Poloha interferenčného maxima na detekčnej ploche CCD kamery bez prítomnosti turbulencie (vlavo), s turbulenciou (vpravo) Pre hodnoty vynesené do grafu bola určená spojnica trendov a následne boli vypočítané odchýlky skutočných hodnôt od tejto spojnice. Z vypočítaných odchýliek boli vytvorené histogramy v ktorých sú viditeľ né charakteristické rozdelenia hustoty pravdepodobnosti.



Obrázek 3: Histogramy odchýliek skutočnej súradnice Y od spojnice trendov

Pri detekcií bez prítomnosti tepelných turbulencií pozorujeme pohyb maxima najmä v smere osi X. Môžeme dedukovať, že tento jav je spôsobený mechanickými vibráciami budovy. Avšak za prítomnosti tepelných turbulencií pozorujeme výrazné odchýlky v smere osi Y. Superpozíciou mechanických a tepelných vplyvov dochádza k zväčšeniu plochy výskytu maxima optického výkonu.

6 ZÁVER

V pokračovaní tejto práce bude bližšie preskúmaná a špecifikovaná distribučná funkcia odchýliek pre rôzne intenzity turbulencií. CCD kamerou so softwarom BeamGage je možné detailnejšie preskúmať konkrétne miesto na prijímacej ploche. Umožňuje zaznamenávať rýchle zmeny optického výkonu v čase v jednotlivých pixeloch. Výsledkom tejto diplomovej práce bude metóda pre určenie miery ovplyvnenia optického signálu turbulentným prostredím. Poznatky tohto výskumu môžu prispieť k vývoju nových korekčných metód u plne optických systémov.

REFERENCE

- Esmail, M. A.: Investigation and Demonstration of High Speed Full–Optical Hybrid FSO/Fiber Communication System Under Light Sand Storm Condition. Photonics Journal, IEEE [online]. USA: IEEE, 2017, 9(1), 1-12 [cit. 2019- 01-19]. DOI: 10.1109/JPHOT.2016.2641741.
- [2] Rayleigh scattering In: Wikipedia: the free encyclopedia [online]. San Francisco (CA): Wikimedia Foundation, 2001-, 1.11.2001 [cit. 2018-11-28]. Dostupné z URL: https://en.wikipedia.org/wiki/Rayleighscattering>.
- [3] Andrews, L. C., Phillips R. L.: Laser beam propagation trough random media. Bellingham: SPIE Optical Engineering Press, 1998, 433 s. ISBN 0-8194-2787-X.
- Barcik, P., Hudcova, L., Wilfert, O.: Influence of the atmospheric turbulence on the laser beam [online]. IEEE, 2013, 83-86 [cit. 2019-01-07], ISBN 978-1-4673-5823-1. z URL: http://ieeexplore.ieee.org/document/6582872/>.

X-BAND EARTH OBSERVATION SATELLITE SOFTWARE DEFINED RADIO

Radim Zedka

Master Degree Programme (5), FEEC BUT E-mail: xzedka01@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Filip Záplata

E-mail: zaplata@feec.vutbr.cz

Abstract: This article presents the digital baseband receiver for signals from the EOS-PM-1 X-band Earth observing satellite. The conventional SDR is used to provide samples of the baseband signal. The MATLAB software is used for simulating the O-QPSK satellite signal in baseband, algorithms for the Doppler frequency shift and additional frequency offset removal, carrier phase synchronization, symbol timing synchronization and the phase ambiguity removal.

Keywords: Software defined radio, satellite, X-band, Doppler shift, carrier phase synchronization.

1 INTRODUCTION

Remote sensing information is essential for many countries around the world and some of them require everyday real-time local weather data to handle critical situations. Such places cannot afford to wait for the regular data updates provided by the international meteorological institutions and are forced to purchase direct broadcast receiver stations accessing the local weather satellite broadcast. However, commercially available stations can be quite expensive getting up to tens of thousands of euros. It is a goal of this thesis to design a digital baseband receiver capable of real time satellite data reception. This receiver is designed to receive the broadcast signal of the EOS-PM-1 satellite and the implementation is done using an SDR (Software Defined Radio) and Xilinx Zynq-7000 FPGA.

2 EOS-PM-1 (AQUA)

Aqua is one of the EOS program Earth observing satellites. It is gathering measurements of the Earth's atmosphere using six main on-board instruments and continuously broadcasting the local meteorologic data to the ground stations worldwide. The main downlink parameters are listed in table 1.

Parameter	Value
Data rate	$15 \text{ Mb/s} \pm 1.8 \text{ kb/s}$
Carrier freq.	8160 MHz
EIRP	25 W
Bandwidth (1 st to 1 st null)	15 MHz
Channel bandwidth	150 MHz
Modulation	SQPSK
Frame length	1024 Bytes
Polarization	RHCP

Table 1: Main downlink parameters of the EOS-PM-1.

EOS-PM-1 is streaming data with a fixed data-rate of 15 Mbit/s. The data is Reed Solomon and PRBS encoded and organized into frames, each beginning with a pre-defined synchronization word (the "ASM"). The rectangular pulses are then Offset-QPSK modulated without any pulse-shaping filter so the main spectral lobe is 15 MHz wide.

3 DIGITAL RECEIVER DESIGN

3.1 SDR

The SDR utilization in this project is preliminary. The final design requires ADC – FPGA cooperation on a single development board.

For testing purposes the PXIe-5622 digitizer module will be used as the SDR. The sampling frequency can go up to 150 MS/s and the internal digital structure includes the frequency translator (putting signal into baseband) and decimation filter (reducing the sampling rate without the risk of aliasing).

3.2 SDR BASEBAND SIGNAL

The sampling frequency of the SDR has been set just above 2 samples per symbol (16.6 MSPS) in order to minimise the implementation resources but also to prevent the information loss. The SDR digitizes the intermediate frequency signal (centered at ~20 MHz) and transfers it into the complex baseband signal (see figure 1-left). Such a signal is affected by frequency offset caused by the Doppler frequency shift (figure 1-right).





3.3 CARRIER AND SYMBOL SYNCHRONIZATION

The first part of the receiver design is depicted in figure 2. The Costas loop [3][4] maintains the carrier synchronization (first clock domain) and it is capable of compensating the frequency offset (max. estimation 150 kHz). After the Costas loop has locked itself, the symbols need to be resampled so they can be detected more easily (symbol detector requires integer number of samples per symbol). The resampling is done in a feedback loop driven by Gardner Timing Error Detector (TED) [5]. The TED keeps adjusting the Farrow resampler [6] which provides the sample interpolation in the desired sampling moments (highest SNR).



Figure 2: Carrier and symbol synchronization (simplified schematic).

3.4 ASM DETECTION

The ASM detector follows right after the symbol detector and provides essential timing information for the symbol sampling. The exact position of the ASM correlation peak triggers the symbol sampler (picking only the odd/even samples) and the PRBS decoder.

Since the original bitstream has been separated into I and Q channel, the 32-bit ASM must also be separated into two 16-bit words where each has to be correlated with both I and Q channel samples. (see figure 3). Combining all 4 correlation results provides enough information to compensate the phase ambiguity of the OQPSK Costas loop.



Figure 3: ASM detection block schematic (left), ASM autocorrelations (right).

The correlation peak value is always equal to 16 (32 for y_A and y_B) thanks to the preceding symbol detection block (see figure 4).



Figure 4: ASM correlation for random data.

4 CONCLUSION

The functionality of the digital receiver has been successfully simulated in MATLAB. The input signal has been modelled using limited information from [1][2]. It remains to be tested on practical data samples whether the signal was modelled correctly or not.

ACKNOWLEDGEMENT

The research presented was supported by the Internal Grant Agency of Brno University of Technology project no. FEKT-S-17-4713.

REFERENCES

- [1] Wende, C. and Dodge, J. (1999). The Direct Broadcast Service on Office of Earth Science Spacecraft. [online] Available at: https://directreadout.sci.gsfc.nasa.gov/links/rsd_eosdb/PDF/DBUWPfall982.pdf [Accessed 3 Dec. 2018].
- [2] NASA Goddard Space Flight Center (2002). INTERFACE DESCRIPTION DOCUMENT FOR EOS AQUA X-BAND DIRECT BROADCAST. [online] Greenbelt, Maryland. Available at: https://directreadout.sci.gsfc.nasa.gov/links/rsd_eosdb/PDF/IDD_Aqua-DB.pdf [Accessed 3 Dec. 2018].
- [3] Simon, M. (1998). Carrier Synchronization of Offset Quadrature Phase-Shift Keying. [online] Jet Propulsion Laboratory, California Institute of Technology. Available at: https://pdfs.semanticscholar.org/5985/aec8cdd7f93a285f01d0d8d9a71be7b0bf25.pdf [Accessed 3 Dec. 2018].
- [4] Rice, M. (2009). Digital Communications: A Discrete-Time Approach. Upper Saddle River: Pearson Prentice Hall, pp.462-471.
- [5] Rice, M. (2009). Digital Communications: A Discrete-Time Approach. Upper Saddle River: Pearson Prentice Hall, pp.458-459.
- [6] H. Li, G. Torfs, T. Kazaz, J. Bauwelinck and P. Demeester, "Farrow structured variable fractional delay lagrange filters with improved midpoint response," 2017 40th International Conference on Telecommunications and Signal Processing (TSP), Barcelona, 2017, pp. 506-509.

DESIGN OF SUPER PREMIUM EFFICIENCY LINE-START PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MACHINE

Iveta Lolová

Master Degree Programme (1), FEEC BUT E-mail: xfajmo02@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Jan Bárta

E-mail: bartaj@feec.vutbr.cz

Abstract: This article deals with line-start permanent magnet synchronous motor, because the world focuses on energy saving in these days more than ever. Line-start permanent magnet motors represents a possible replacement for asynchronous motors, which are the most used types of motors and represent one of the greatest energy consumption apparatuses in the world. This article deals with the design of line-start permanent magnet synchronous motor based on previously designed asynchronous motor. LSPMSM is analyzed in Ansys Maxwell. The obtained results are compared with results of measurement in the last chapter.

Keywords: line-start permanent magnet synchronous motor, permanent magnet, design, Maxwell

1 ÚVOD

V dnešní době je kladen stále větší důraz na snižování spotřeby elektrické energie z ekonomických a klimatických důvodů. Na spotřebě elektrické energie se významnou měrou podílí elektromotory, podle [1] více než 50 %. Proto elektrické stroje představují velký potenciál pro úsporu spotřeby elektrické energie. Mezi elektrickými stroji jsou nejužívanější skupinou asynchronní motory s kotvou nakrátko, u kterých lze zvyšovat účinnost už jen velmi obtížně [2]. Tento článek zkoumá novou, energeticky úspornější, technologii - synchronní stroj spouštěný ze sítě, v anglické literatuře označován Line-Start Permanent-Magnet Synchronous Motor (LSPMSM), který v sobě spojuje vysokou účinnost synchronního stroje s možností rozběhu bez použití frekvenčního měniče jako u asynchronního stroje [3]. Cílem tohoto článku je ukázat postup návrhu LSPMSM v super prémiové účinnostní třídě IE4 dle normy EN 60034-30. Tento návrh je ověřen výpočtem laboratorního vzorku stroje, který byl vyroben a změřen. Naměřené hodnoty jsou pak srovnány s vypočtenými pomocí metody konečných prvků. Ukázaný postup návrhu je využitelný pro rychlý návrh LSPMSM v široké škále aplikací.

2 NÁVRH LSPMSM

Při návrhu LSPMSM může být navrhnut úplně nový stroj nebo může být vycházeno z již navrhnutého asynchronního motoru [4] a [5]. Pokud je při návrhu vycházeno z asynchronního motoru, většinou se stator ponechává jako u původního asynchronního stroje a jsou provedeny pouze změny na rotoru stroje. Díky tomu se také zmenší cena finálního výrobku, neboť mohou být využity standardně používané statorové plechy. Po volbě konfigurace a rozměrů magnetů se mění výška rotorové klece, kvůli vytvoření místa pro permanentní magnety. Veškeré rozměry jsou upravovány, dokud není dosaženo požadovaných vlastností stroje při rozběhu i v ustáleném stavu.

Navržená metodologie z Obrázku 1 byla aplikována na výchozí asynchronní motor, jehož parametry jsou uvedeny v Tabulce 1. Jedná se o běžný čtyřpólový asynchronní motor s klecí nakrátko. Napájecí napětí statoru je 400 V a jeho jednovrstvé vinutí s cívkovým krokem 9 je zapojeno do hvězdy. Asynchronní motor se nachází v účinností třídě IE1 – standartní účinnost. Na základě popsané metodologie byly prvky asynchronního motoru využity pro návrh LSPMSM s jmenovitým výkonem 1,5 kW při 1500 ot/min. Parametry takto navrženého stroje byly ověřeny elektromagnetickým výpočtem.



Obrázek 1: Algoritmus návrhu LSPMSM.

Parametr	Hodnota
Výkon [W]	1500
Moment [Nm]	9,905
Napětí [V]	400
Frekvence [Hz]	50
Skluz [%]	3,588
Otáčky [ot/min]	1446,2
Účinnost [%]	82,32
Počet pólů [-]	4
Počet fází [-]	3
Proud jmenovitý [A]	3,43
Doba rozběhu [s]	0,2
Osová výška [mm]	90

Tabulka 1:Parametryvýchozíhoasyn-chronního motoru.

3 ELEKTROMAGNETICKÝ VÝPOČET

Pro navržený LSPMSM byl vytvořen parametrický elektromagnetický model v programu Ansys Maxwell. Tento model byl analyzován pro stav naprázdno, rozběh stroje a stav při zatížení. Jako zátěž byl zvolen ventilátor se setrvačností odpovídající rotoru LSPMSM. Teplota stroje je uvažována 75 °C, která byla zvolena na základě oteplení výchozího asynchronního stroje. Lze předpokládat, že u LSPMSM díky téměř nulovým ztrátám v kleci rotoru bude tato teplota nižší. Uvažovaná teplota je tedy na tzv. bezpečné straně, neboť díky nižší teplotě bude stroj v ustáleném stavu vykazovat lepší vlastnosti a také bude snáze dosahovat synchronismu, vzhledem k vyšší vodivosti rotoru. Ovšem zhorší se rozběhové vlastnosti LSPMSM, protože záběrný moment vlivem vyšší vodivosti klece bude ve skutečnosti menší, navíc proti němu působí brzdný moment od permanentních magnetů. Dále je při elektromagnetickém výpočtu uvažovaná teplota použitých magnetů N35UH rovna 60 °C. Výsledky pro jednotlivé stavy jsou ukázány v následujících podkapitolách.



Obrázek 2: Rozložení magnetické indukce pro a) chod naprázdno b) jmenovitý stav.

3.1 Stav naprázdno

Vypočtené parametry stroje pro stav naprázdno jsou uvedeny v Tabulce 2. Je zde přítomný poměrně velký parazitní reluktanční moment s amplitudou 619,5 mNm, který je zapříčiněn tím, že kvůli náročnosti technologie výroby rotorových plechů není provedeno natočení rotorových drážek vůči drážkám statoru. Natočení statorového svazku nebylo realizováno za účelem snížení výrobních nákladů. V Obrázku 2 a) vidíme rozložení magnetické indukce pro stav naprázdno, je patrné výrazné přesycování můstku mezi drážkou pro uložení magnetů a rotorovou drážkou.

3.2 STAV PŘI JMENOVITÉM VÝSTUPNÍM MOMENTU

Při zatížení je z Obrázku 2 b) patrný vliv reakce kotvy, který vychyluje osu magnetického toku. Dochází k přesycovaní rotorových zubů a určitých oblastí na jedné straně pólu. Rovněž stejně jako při chodu naprázdno dochází k přesycování můstku mezi rotorovou drážkou a drážkou pro magnet rotoru. Výsledky z analýzy stroje při ustáleném stavu jsou uvedeny v Tabulce 3 společně s naměřenými hodnotami na vyrobeném stroji. Vypočtená účinnost s hodnotou 89 % spadá do kategorie velmi vysoké účinnosti IE4 definované normou ČSN EN 60034-30.

Parametr	Hodnota
Magnetická indukce ve vzduchové mezeře, první harmonická [T]	0,484
Efektivní hodnota indukovaného napětí, první harmonická [V]	163
Napěťová konstanta [V/1000 ot.min ⁻¹]	109
Maximální hodnota parazitního reluktančního momentu [mNm]	619,466

Tabulka 2:Vypočtené parametry pro chod naprázdno.

4 SROVNÁNÍ ELEKTROMAGNETICKÉHO VÝPOČTU S NAMĚŘENÝMI HODNOTAMI

Pro navržený LSPMSM v kapitole 2 byl vyroben laboratorní vzorek. Na laboratorním vzorku bylo provedeno měření za účelem ověření parametrů stroje. Výsledky měření jsou ukázány v Tabulce 3. Z této tabulky lze vidět, že vyrobený stroj měl menší výkon, a tedy i menší jmenovitý moment než vypočtený. Na druhou stranu ale stroj při měření vykázal vyšší účinnost, než byla vypočtená. To lze zdůvodnit tím, že elektromagnetické výpočty byly korigovány tak, aby byly vždy na tzv. bezpečné straně. Pro korigování byly použity korekční činitele – například pro navýšení ztrát v železe, třecí ztráty a podobně. Dále je ve výpočtu uvažovaná teplota vinutí 75 °C a permanentních magnetů 60 °C, která byla ve skutečnosti nižší. Naměřená teplota vinutí ve statoru byla 49 °C a na základě tepelné sítě byla teplota permanentních magnetů odhadnuta 48 °C. Tudíž permanentní magnety měly vyšší remanentní indukci a koercitivní sílu, a dále, díky nižší teplotě, byly menší ztráty ve vinutí. Přičemž také vzrostla měřená hodnota jmenovitého proudu, díky vyšší vodivosti vinutí.



Obrázek 3: a) Ukázka měření na vyrobeném LSPMSM b) Rotor LSPMSM.

Účiník byl u vyrobeného stroje patrně horší než při výpočtu. To znamená, že vyrobený stroj měl nižší magnetizační indukčnost, než bylo uvažováno ve výpočtu. Nižší indukčnost stroje byla zapříčiněna nedokonalostmi technologie výroby. Protože se během tlakového lití drážek rotoru nechtěně zaplnily i drážky pro uložení magnetů, nejpravděpodobněji došlo k proražení můstku mezi drážkou pro uložení magnetu a drážkou rotoru, musely tyto drážky pro uložení magnetů být ručně zbaveny hliníku pomocí strunového řezání. To zapříčinilo malé zvětšení drážky pro uložení magnetů. Navíc byla zvětšena délka vzduchové mezery při soustružení rotoru stroje. Dále se vlivem řezání plechu mění magnetické vlastnosti plechů v nejbližším okolí řezu, což ve výpočtu není uvažováno. Kvůli horšímu účiníku se navýšil potřebný proud k namagnetování stroje. To je další důvod vzrůstu naměřené hodnoty jmenovitého proudu oproti vypočtené. Z výše popsaného plyne, že naměřená hodnota indukovaného napětí naprázdno je menší než vypočtená hodnota.

Parametr	Hodnota vypočtená	Hodnota naměřená
Jmenovitý výstupní výkon [W]	1512,89	1501,04
Jmenovitý moment [Nm]	9,63	9,56
Otáčky [ot/min]	1500	1500
Účinnost [%]	89,00	90,12
Účiník [-]	0,904	0,880
Ind. napětí naprázdno, 1. harmonická [V]	163,0	161,3
Jmenovitý proud [A]	2,54	2,77
Mag. indukce ve vzduch. mezeře při jme- novitém stavu, zákl. harmonická [T]	0,656	-
Jmenovitý proud [A] Mag. indukce ve vzduch. mezeře při jme- novitém stavu, zákl. harmonická [T]	2,54 0,656	2,77

Tabulka 3:Vypočtené a naměřené parametry.

5 ZÁVĚR

Článek ukázal postup návrhu LSPMSM se super prémiovou účinnostní třídou využívající prvky asynchronního motoru. Metodika algoritmu návrhu byla ověřena na vyrobeném laboratorním vzorku LSPMSM, který při měření vykázal velmi dobré vlastnosti, především účinnost motoru. Díky změně rotoru asynchronního motoru na rotor LSPMSM bylo dosaženo kategorie účinnosti IE4 – velmi vysoká účinnost, z původní účinnosti asynchronního motoru IE1 – standardní účinnost.

Dále je posouzena přesnost elektromagnetického výpočtu a návrhu skrze porovnání výpočtů s hodnotami získanými z měření na vyrobeném vzorku LSPMSM. Přestože vyrobený motor měl dle předpokladů dobré vlastnosti, bude v budoucnu potřeba zpřesnit elektromagnetický výpočet, kvůli zajištění věrného modelu skutečnosti. Díky měření na vyrobeném motoru jsme schopni lépe korigovat chyby během výpočtu, především úpravou korekčních činitelů, a vytvořit přesnější model. V budoucnu by bylo vhodné v elektromagnetickém výpočtu určit vliv výrobních tolerancí na vlastnosti motoru, které také zapříčiňují nepřesnost výpočtu.

Přínosem tohoto článku je vypracování ověřené metodiky návrhu synchronních strojů spouštěných ze sítě s vysokou účinností. Tyto stroje by v budoucnu mohly nahradit velkou část méně účinných asynchronních motorů použitých v pohonech pro ventilátory, odstředivá čerpadla, kompresory a dalších průmyslových aplikacích.

PODĚKOVÁNÍ

Příspěvek vznikl v rámci projektu: Stroje s vysokou účinností spouštěné ze sítě/TJ01000433, který je řešen s finanční podporou TA ČR.

REFERENCE

- [1] HASSANPOUR ISFAHANI, Arash a Sadegh VAEZ-ZADEH. *Line start permanent magnet synchronous motors: Challenges and opportunities*. Energy [online]. Elsevier, 2009, 34(11), 1755-1763 [cit. 2017-10-15]. DOI: 10.1016/j.energy.2009.04.022. ISSN 0360-5442.
- [2] DE ALMEIDA, Anibal T., Fernando J. T. E. FERREIRA a Ge BAOMING. Beyond Induction Motors-Technology Trends to Move Up Efficiency. IEEE Transactions on Industry Applications [online]. IEEE, 2014, 50(3), 2103-2114 [cit. 2019-03-08]. DOI: 10.1109/TIA.2013.2288425. ISSN 0093-9994.
- [3] FAJMONOVÁ (LOLOVÁ), Iveta. *Návrh synchronního stroje spouštěného ze sítě*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2018. 49 s. Vedoucí bakalářské práce Ing. Jan Bárta, Ph.D.
- [4] PYRHÖNEN, Juha, Tapani JOKINEN a Valéria HRABOVCOVÁ. *Design of rotating electrical machines*. Second edition. Chichester, West Sussex, United Kingdom: Wiley, 2014. ISBN 978-1-118-70162-1.
- [5] ELISTRATOVA, Vera. Optimal design of line-start permanent magnet synchronous motors of high efficiency. Electric power. Ecole Centrale de Lille, 2015. English. NNT: 2015ECLI0022.

THERMAL MODEL OF LINE START PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MOTOR AND ITS PRACTICAL VERIFICATION

Romana Homolová

Master Degree Programme (1), FEEC BUT E-mail: xhomol18@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Marek Toman E-mail: marek.toman@vutbr.cz

Abstract: This project contains a breaf introduction of The Line Start Permanent Magnet Synchronous Mortor. It also contains the theory of calculation using the metod of thermal networks and a designed thermal network for the rotor of LSPMSM. Finally, the measured and calculated tempratures of the entire LSPMSM are reported.

Keywords: LSPMSM, Line Start Permanent Magnet Synchronous Motor, heating of motor, thermal network

1 ÚVOD

V poslední době je často probíraným tématem zvyšování účinnosti elektromotorů. Nejvíce využívanými jsou motory asynchronní. Zvyšování účinnosti těchto motorů je však možné pouze pomocí optimalizace konstrukce, což vede jen k omezenému úspěchu. Možným řešením je tak vytváření alternativ, kterými by tyto motory mohly být nahrazeny. Jednou z nich je i synchronní motor s permanentními magnety a klecí nakrátko umožňující přímé připojení na elektrickou síť. Tento motor je spíše známý pod anglickým názvem Line Start Permanent Magnet Synchronous Motor, či pod zkratkou LSPMSM. Kombinuje vysokou účinnost synchronních strojů s permanentními magnety a možnost připojení přímo na elektrickou síť, kterou umožňují motory asynchronní.

Jako u ostatních typů motorů, i zde je třeba správně určit oteplení jednotlivých částí motoru. Vysoké oteplení totiž obecně může způsobit poškození izolace vinutí, či snížení její životnosti. Hrozí také zhoršení teplotně závislých parametrů permanentních magnetů. Pro výpočet je zde využita metoda analytická - metoda tepelných sítí. [1]

2 SYNCHRONNÍ MOTOR S PERMANENTNÍMI MAGNETY A KLECÍ NAKRÁTKO UMOŽ-ŇUJÍCÍ PŘÍMÝ ROZBĚH ZE SÍTĚ

LSPMSM má rozběh podobný rozběhu motoru asynchronního, ovšem v ustáleném stavu se téměř neliší od synchronního motoru s permanentními magnety.

Konstrukce motoru (viz Obrázek 1) je velice podobná motoru asynchronnímu. Skládá se z třífázového statoru, který je totožný ze statorem motoru asynchronního. Rozdílný je ovšem rotor. Ten obsahuje jak klec nakrátko, tak i permanentní magnety. Dle uložení permanentních magnetů jsou pak rozlišovány jednotlivé typy LSPMSM. Zde je uveden typ s permanentními magnety uloženými uvnitř rotoru.

V motorech jsou nejčastěji využívány permanentní magnety typu Samarium-Cobalt (SmCo), či Neodym-Železo-Bor (NdFeB). Tyto magnety mají vysokou odolnost proti působení vnějšího magnetického pole a vysokou Currieho teplotu, což znamená nižší riziko demagnetizace permanentních magnetů při výrobě motoru (při lití klece).



Obrázek 1: Řez LSPMSM [1]

LSPMSM má hned několik výhod. Díky zanedbatelným ztrátám v rotoru dosahuje tento motor vyšších účinností než motor asynchronní. Má také vyšší účiník. Je možné jej také připojit přímo na elektrickou síť. To znamená, že nemusí být napájen z měniče a narůstá celková účinnost pohonu.

Nevýhodou jsou ovšem vyšší náklady spojené s náročnou výrobou díky složitější konstrukci. [1]

3 VÝPOČET A EXPERIMENTÁLNÍ MĚŘENÍ OTEPLENÍ LSPMSM

Jak již bylo zmíněno, v LSPMSM jsou ztráty v rotoru téměř zanedbatelné. Z toho plyne, že teplota rotoru tohoto motoru je nižší než teplota asynchronního motoru o stejném výkonu. I přesto je důležité tepelně analyzovat motor, abychom zjistili, zda nehrozí poškození izolace, snížení její životnosti či zhoršení parametrů zvolených permanentních magnetů.

Námi analyzovaný motor vychází z asynchronního motoru o výkonu 1,5 kW, s otáčkami 1500 min⁻¹, IP54 s vlastním povrchovým chlazením a třídou izolace vinutí F. V konstrukci tohoto motoru byla změněna pouze rotorová část, v níž jsou přidány permanentní magnety typu NdFeB. Parametry analyzovaného motoru jsou tedy totožné s motorem původním. [1].

3.1 TEPELNÁ SÍŤ ROTORU LSPMSM

Tepelný model pro výpočet oteplení je založen na metodě tepelných sítí. Tato metoda využívá analogii tepelných obvodů s obvody elektrickými.

Při výpočtech se využívá řada zjednodušujících předpokladů, ale i tak jsou výsledky velmi dobré. Metoda tepelných sítí spočívá ve vytvoření tepelného schématu, které zahrnuje všechny části stroje. Určují se střední teploty jednotlivých částí stroje. [2]

Tepelná síť LSPMSM vychází z tepelné sítě asynchronního motoru známé např. z [2]. Z konstrukce vyplývá, že stator LSPMSM je stejný jako stator asynchronního motoru. Změny tedy byly provedeny pouze v rotorové části sítě. Jho rotoru je díky přítomnosti permanentních magnetů rozděleno na dvě části (dále označovány jako jho 1 a jho 2).

Pro přehlednost je na Obrázku 3 zachycena pouze rotorová část navržené tepelné sítě nezávisle na motorovém celku. Z uzlů je tedy dán přechod pouze do okolních teplot. Pro výpočty byla využita tepelná sít° celého motoru. Tzn., že v tepelné síti asynchronního motoru byla nahrazena rotorová část. V celkovém výpočtu jsou poté zahrnuty ztráty P_{j1} , P_{j2} , P_{Fe} , $P_{mech} P_d$, P_{zs} , P_{js} , P_{zr} , P_{jr} . [1]



Obrázek 2: Tepelná síť rotoru LSPMSM [1]

Význam jednotlivých uzlů sítě

- 1 Kruh rotorové klece
- 5 Jho 1 rotoru
- 2 Tyče rotorové klece
- 6 Permanentní magnet7 Jho 2 rotoru
- 3 Kruh rotorové klece4 Zuby rotoru
- 8 Hřídel

Význam okolních teplot

- ϑ_{01} Teplota statoru
- ϑ_{02} Teplota vnitřního vzduchu
- ϑ_{03} Teplota ložisek

Z navržené tepelné sítě rotoru lze vyjádřit obecné matice pro výpočet jako

$\left(\vartheta_{1}\right)$	۱.	$\int G_1$	$-g_{12}$	0	0	0	0	0	0	$)^{-1}$	$\left(P_1 + g_{1o2} \cdot \vartheta_{o2} \right)$	
ϑ_2		$-g_{12}$	G_2	$-g_{23}$	$-g_{24}$	$-g_{25}$	0	0	0		$P_2 + g_{2o1} \cdot \vartheta_{o1}$	
ϑ_3		0	$-g_{23}$	G_3	0	0	0	0	0		$P_3 + g_{3o2} \cdot \vartheta_{o2}$	
ϑ_4	_	0	$-g_{24}$	0	G_4	$-g_{45}$	0	0	0		$P_4 + g_{4o1} \cdot \vartheta_{o1} + g_{4o2} \cdot \vartheta_{o2}$	(1)
ϑ_5		0	$-g_{25}$	0	$-g_{45}$	G_5	$-g_{56}$	$-g_{57}$	0	•	$P_5 + 2 \cdot g_{5o2} \cdot \vartheta_{o2}$. (1)
ϑ_6		0	0	0	0	$-g_{56}$	G_6	$-g_{67}$	0		$P_6 + 2 \cdot g_{602} \cdot \mathfrak{V}_{02}$	
ϑ_7		0	0	0	0	-g57	$-g_{67}$	G_7	$-g_{78}$		$P_7 + 2 \cdot g_{7\mathrm{o}2} \cdot \vartheta_{\mathrm{o}2}$	
$\left(\vartheta_{8}\right)$)	0	0	0	0	0	0	$-g_{78}$	G_8)	$\left(P_8 + 2 \cdot g_{802} \cdot \vartheta_{02} + 2 \cdot g_{803} \cdot \vartheta_{03} \right)$	

Členy hlavní diagonály G_i matice tepelných vodivostí **G** jsou dány součtem všech vodivostí vstupujících i-tého uzlu.[1]

3.2 NAMĚŘENÉ A VYPOČTENÉ HODNOTY TEPLOT

Pomocí tepelné sítě celého LSPMSM byly vypočteny střední teploty jednotlivých částí. Tyto teploty jsou uvedeny v Tabulce 1. Při výpočtu byla uvažována teplota okolí 24,6 °C, aby bylo možné výsledky porovnat s měřením, které probíhalo právě při této teplotě okolí. Pro určení správnosti vypočtených hodnot byla na daném motoru provedena oteplovací zkouška při zatížení motoru jmenovitým momentem. Měření oteplení jednotlivých částí byla použita 4 čidla typu PT100 a naměřené hodnoty byly zaznamenávány. Hodnoty naměřených ustálených teplot jsou uvedeny v Tabulce 1 za lomítkem.

Název	$\vartheta_{\text{Tep.sit}}/\vartheta_{\text{zmer}} [^{\circ}\text{C}]$	Název	$\vartheta_{\text{Tep.sit}}/\vartheta_{\text{zmer}} [^{\circ}\text{C}]$
Teplota čela vinutí statoru 1	50,4 / 52,5	Teplota zubů rotoru	48,4
Teplota vinutí v drážce statoru	48,7 / 48,6	Teplota jha rotoru 1	48,4
Teplota čela vinutí statoru 2	50,4 / 52,4	Teplota permanentního magnetu	48,4
Teplota zubů statoru	44,0	Teplota jha rotoru 2	48,4
Teplota jha statoru	43,3	Teplota hřídele	48,3
Teplota kruhů rotorové klece	48,2	Teplota kostry	40,1 / 38,2
Teplota tyčí rotorové klece	48,4	Teplota ložiska	50,7

Tabulka 1: Porovnání teplot získaných výpočtem a měřením

4 ZÁVĚR

Práce je zaměřená na analýzu oteplení LSPMSM pomocí metody tepelné sítě. Tepelná sít tohoto motoru je z velké části shodná s tepelnou sítí pro motor asynchronní. Změny tepelné sítě byly provedeny pouze v rotorové části.

Z výsledků plyne, že části rotoru mají téměř shodnou střední teplotu. Tudíž můžeme zjednodušeně uvažovat, že teplota rotoru je ve všech částech stejná. Nejvyšší teplota je dle předpokladů na čelech vinutí statoru, avšak při daných podmínkách nehrozí žádné poškození izolace statorového vinutí.

Měření oteplení ve všech částech motoru není možné, proto nemůže být celý výpočet porovnán s naměřenými hodnotami. Avšak z naměřených hodnot je patrné, že je navržená tepelná síť funkční. Na čelech vinutí byla naměřena vyšší teplota, než bylo vypočteno. Rozdíly naměřených a vypočtených teplot jsou ovšem téměř zanedbatelné. Výsledky tedy dosahují velmi dobré shody.

PODĚKOVÁNÍ

Tento příspěvek vznikl v rámci projektu: Stroje s vysokou účinností spouštěné ze sítě/TJ01000433, který je řešen s finanční podporou TA ČR.

REFERENCE

- [1] HOMOLOVÁ, Romana. Tepelný výpočet motoru s permanentními magnety a klecí nakrátko. Brno, 2017, 33 s. Bakalářská práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky. Vedoucí práce: Ing. Marek Toman
- [2] Ing. TOMAN, Marek. Řízení asynchronního motoru s ohledem na účinnost při činnosti v širokém rozsahu otáček a momentu. Brno, 2017, 36 s. Pojednání o dizertační práci. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky. Vedoucí práce Doc. Ing. Pavel Vorel, Ph.D.

ANALYSIS OF THE SYSTEM POWER STATION RESTORA-TION PATHS IN MODES AND PSCAD SW

Michal Peterka

Master Degree Programme (2), FEEC BUT

E-mail: xpeter19@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Michal Ptacek

E-mail: ptacekm@feec.vutbr.cz

Abstract: The paper presents the restoration path for system power station Dlouhé Stráně (EDST) and Chvaletice (ECHV) and it also makes the parameteres description of its equivalent model in MODES and PSCAD software. Furtheremore, there is the evaluation of the results of carried out basic experiments in this paper.

Keywords: MODES, PSCAD, model, simulation, system power station, motor

1 ÚVOD

V případě, že v elektrizační soustavě nastane vícenásobná porucha, může tato porucha zapříčinit kaskádovité vypínání jednotlivých vedení a zařízení elektrizační soustavy (ES). ES se následně může rozdělit na několik oddělených částí, kterou jsou v provozu s vlastní frekvencí, případně pouze na lokální ostrovní provozy a v nejhorším případě nastane úplný výpadek, tzv. "Blackout". V případě úplného výpadku sítě následuje obnova napájení systémových elektráren ze zdrojů schopných tzv. "startu ze tmy". Tento článek se věnuje porovnání modelů najížděcí trasy elektrárny Dlouhé Stráně (EDST) – Chvaletice (ECHV) v programu MODES a PSCAD, resp. ověřuje, zda je dostatečný výkon generátoru EDST pro naběhnutí soudobého výkonu vlastní spotřeby ECHV a dále hodnotí související odchylky napětí a frekvence. Model v programu PSCAD je vytvořen pouze za účelem porovnání různých simulačních nástrojů (vs. MODES) pro potřeby ověřování technického provedení najížděcích tras obnovy napájení, a to pro různé provozní scénáře.

2 NAJÍŽDĚCÍ TRASA DLOUHÉ STRÁNĚ – CHVALETICE V PROGRAMU MODES

Parametrizace této najížděcí trasy byla převzata z [1], kde je realizováno výpočetní ověření předcházející reálné zkoušce v roce 2017 v programu MODES, resp. jsou zde uvedeny detailní výsledky získané simulací. Podle [1] rasa zahrnuje blokový transformátor T1 EDST, vedení 400 kV EDST-Krasíkov (V457), vyčleněnou přípojnici v rozvodně Krasíkov (R KRA), vedení 400 kV Krasíkov-Týnec (V401), vyčleněnou přípojnici v rozvodně Týnec (R TYN), blokové vedení 400 kV Týnec-ECHV (V471), blokové transformátory T1, T2 ECHV a odbočkové transformátory T11, T21 na přípojnici 6 kV vlastní spotřeby (VS) ECHV. Schéma najížděcí trasy je na obrázku 2-1 [1].



Obrázek 2-1: Schéma najížděcí trasy EDST – ECHV [1]

V programu MODES jsou základní parametry sítě zadávány v tabulkové struktuře prostřednictvím samostatných souborů pro "Chod sítě". Reaktance transformátoru je přepočtena na napětí koncového uzlu. Parametry vedení R, X a B jsou zadány v absolutních hodnotách. Asynchronní motory jsou definovány zdánlivým výkonem S_n a parametrem $\cos\varphi$ ·(účiník) a *eta* (účinnost).

Následující tabulka 1 [1] ukazuje uvažovaný harmonogram postupného zapínání (pozn. vždy po 50 s, při reálné zkoušce se zapnutí dalšího pohonu provádí vždy až po odeznění přechodných dějů a ustálení všech hodnot) pohonů potřebných k najetí ECHV. Pro najetí pohonů vlastní spotřeby je využita separátní trasa s vyhrazeným plným výkonem EDST.

Čas (s)	Operace	Pohon	Výkon (MVA)
300	ZAP	Chladička	2,5
350	ZAP	Kouřový ventilátor - rozběh se zavřenými lopat- kami a následné otevření	4,9
400	ZAP	Vzduchový ventilátor	1,2
450	ZAP	Vzduchový ventilátor	1,2
500	ZAP	Kondezátní čerpadlo prvního stupně	0,3
550	ZAP	Kondezátní čerpadlo druhého stupně	0,9
600	ZAP	Napáječka	4,9
650	ZAP	První mlýnský okruh	0,8
700	ZAP	Druhý mlýnský okruh	0,8
750	ZAP	Třetí mlýnský okruh	0,8
800	VYP	Kouřový ventilátor	5,0



Délka simulace byla 850 s. Během simulace byly zaznamenány odchylky frekvence a napětí viz obrázek 2-2 [1] a obrázek 2-3[1].



Obrázek 2-2: Průběh frekvence simulované trasy v programu MODES [1]



Obrázek 2-3: Průběhy napětí jednotlivých úseků simulované trasy v programu MODES [1]

Dle [1] jsou dovolené meze pro frekvenci v ostrovním provozu jsou $\pm 200 \text{ mHz}$ (mimo rozběhy pohonů) a $\pm 1,5 \text{ Hz}$ (s rozběhy pohonů). Dovolené meze pro napětí se předpokládají standardní, a to $\pm 5 \% U_n$ (ZVN) a $\pm 10 \% U_n$ (VN). Samotná úspěšnost najetí je posuzována také dle individuálních kritérií, jejichž úplný výčet je v [1]. Z pohledu hodnocení napětí z nich vyplývá, že napětí vlastní spotřeby má být v rozmezí 6-6,4 kV, resp. při rozběhu motorů > 4,8 kV (tj. nad mezí působení podnapěťových ochran). Simulace v programu MODES dle [1] dopadla úspěšně, hodnoty frekvence, stejně jako napětí byly během simulace v dovolených mezích.

3 NAJÍŽDĚCÍ TRASA DLOUHÉ STRÁNĚ – CHVALETICE V PROGRAMU PSCAD

Parametry modelované sítě v PSCAD byly získány z programu MODES. Svorkové napětí generátoru je udržováno na konstantní hodnotě. Parametry transformátorů jsou napětí primární/sekundární strany, reaktance a výkon. Reaktance je vztažena na výkon a napětí primární strany transformátoru. Vedení je nahrazeno Pí článkem, který je parametrizován prostřednictvím *R*, *X* a *B*. Motory se definují odporem a reaktancí statoru a rotoru. Tyto hodnoty jsou dále vztaženy na jmenovitý výkon a napětí motoru. Parametry motorů byly získány z tabulky obsahující sady typových parametrů, která je součástí programu MODES. Krok simulace činil 250 µs.



Obrázek 3-1: Schéma simulované trasy v programu PSCAD

Na obrázku 3-2 jsou zobrazena napětí jednotlivých úseků v pj a na obrázku 3-3 je zobrazen průběh frekvence trasy v Hz.



Obrázek 3-2: Průběhy napětí jednotlivých úseků trasy v pj v závislosti na čase v programu PSCAD



Obrázek 3-3: Průběh frekvence trasy v Hz v závislosti na čase v programu PSCAD

V případě simulace v programu PSCAD by v dovolených mezích byly pouze hodnoty frekvence, kde frekvence neklesla o více než 2 mHz a nezvýšila o více než 25 mHz. Napětí vlastní spotřeby při rozběhu motorů sice nekleslo pod 4,8 kV, ale ustálené napětí vlastní spotřeby kleslo pod 5,82 kV, což je nepřípustné (dovolené je 6-6,4 kV). Tato simulace tedy dopadla neúspěšně. Nutno dodat, že transformátory byly namodelovány bez regulace odboček, což mohlo mít na snížené napětí také vliv.

4 ZÁVĚR

Vzhledem k tomu, že v obou programech se parametry prvků sítě zadávají jiným způsobem, je následné modelování složitější. Z grafických výstupů lze sledovat veliké rozdíly mezi simulacemi. Nepřesnosti simulace v programu PSCAD vznikly s velkou pravděpodobností nedokonalým namodelováním jednotlivých prvků a pro přesnější simulaci bude vyžadováno hlubší zkoumání a porozumění obou programů.

REFERENCE

[1] PISTORA, M., T. LINHART a O. RYCHLÝ. Zkouška startu ze tmy elektrárny Dlouhé stráně pro najetí bloku elektrárny Chvaletice: ČEPS, EGÚ.
WIRELESS POWER TRANSFER 20 KW

Radek Tománek

Master Degree Programme (2), FEEC BUT E-mail: xtoman30@stud.feec.vutbr.cz

> Supervised by: Jan Martiš E-mail: martis@feec.vutbr.cz

Abstract: This contribution deals with the design of wireless power transfer at a distance of 600 mm dimensioned to 20 kW. The transfer is provided by inductive coupling of the resonant circuit with 800 mm diameter coils. It contains a description of the design and calculations of individual parts, stating specific values. It also includes description and schematics of control circuits.

Keywords: wireless power transfer, resonant drive, coupled resonant circuit

1 ÚVOD

Vzhledem k rychlému rozvoji elektromobility se zvyšují nároky i na dobíjení akumulátorů dopravních prostředků. Vedle snižování doby nabíjení, a tedy zvyšování nabíjecího výkonu, je snahou také umožnit snadné dobíjení i během krátkých zastavení (např. před křižovatkou nebo pro elektrobusy na zastávce). V neposlední řadě se řeší i komfort pro obsluhu.

Tyto faktory vedou k vývoji nabíječek s bezdrátovým přenosem výkonu, které umožní nabíjení velkým výkonem s vysokou účinností. V této práci se zabývám návrhem a realizací bezdrátového přenosu výkonu 20 kW na vzdálenost 600 mm, který by svými parametry mohl být základem pro bezdrátovou nabíjecí stanici.

2 VÁZANÉ REZONANČNÍ OBVODY

Bezdrátový přenos výkonu je navržen jako vázaný sériový rezonanční obvod s induktivní vazbou. Požadovaný přenášený výkon je 20 kW na vzdálenost 600 mm. Návrh vázaných rezonančních obvodů obnáší jednak návrh optimálních rozměrů a počtu závitů cívek, jednak určení parametrů kondenzátorů.

2.1 INDUKTORY

Byly navrženy jako válcové jednovrstvé vzduchové cívky o průměru $D = 800 \text{ mm s} N_1 = 11 \text{ závity. Jejich uspořádání je na obrázku 1. Vinuty jsou měděným vysokofrekvenčním lakovaným lankem pro omezení skinefektu. Předpokládaná efektivní hodnota proudu vázaným rezonančním obvodem je 43 A, na což je dimenzován i průřez vodiče. V rezonanci bude amplituda napětí na cívce až <math>U_{L1,max} = 12,6 \text{ kV}$, což vyžaduje i dostatečnou izolaci mezi jednotlivými závity. Aby nedocházelo k mezizávitovým přeskokům, je cívka vinuta jako jednovrstvá, čímž je mezizávitová amplituda napětí pouze

$$U_{L1,Nmax} = \frac{U_{L1,max}}{N_1} = 1,15 \,\text{kV}.$$
 (1)

Jednotlivé závity jsou izolované izolačním lakem a pro zvýšení izolační pevnosti jsou mezi závity vymezené vzduchové mezery.

2.2 KAPACITORY

Pro dosažní rezonančního kmitočtu 145 kHz je zapotřebí kapacitor o jmenovité kapacitě 7,5 nF dimenzovaný na efektivní hodnotu proudu 43,4 A a maximální napětí 12,6 kV. Z technologických důvodů je kapacitor realizován sériovou kombinací osmi kondenzátorů o dílčí kapacitě 60 nF, dimenzovaných na efektivní hodnotu proudu 60 A a na maximální napětí 6 kV.



Obrázek 1: Uspořádání cívek vázaného rezonančního obvodu

3 VÝKONOVÁ ČÁST PŘENOSU

Výkonová část se skládá z usměrňovače, soft-startu, stejnosměrného meziobvodu, tranzistorového střídače, vázaného rezonančního obvodu, sekundárního usměrňovače a sekundárního filtru. Schéma zapojení výkonové části je na obrázku 2.

Bezdrátový přenos výkonu bude napájen z třífázové rozvodné sítě o jmenovitém sdruženém napětí $3 \times 400 \text{ V}$, 50 Hz, přičemž na sekundární straně, tedy přijímací, bude při jmenovitých hodnotách napájecího napětí a definované vzdálenosti výkon alespoň 20 kW.

Trojfázová síť je usměrněna šestipulzním usměrňovačem 60MT120KB. Aby nedošlo po připojení zařízení k síti k velkému proudovému nárazu při nabíjení kondenzátorů a následnému velkému napěť ovému překmitu vlivem indukčnosti sítě, je za usměrňovačem zařazen výkonový rezistor. Ten není dimenzován na trvalé zatížení, ale pouze na nabití kapacitního filtru. Po pětinásobku časové konstanty RC filtru je rezistor přemostěn stykačem a až poté je s přibližně 200 ms zpožděním sepnut výkonový měnič.

Blokovací kondenzátory C1 až C4 slouží k zamezení vzniku nepřípustných napěť ových překmitů na tranzistorových spínačích během přepínacích dějů. Jejich kapacita byla navržena tak, aby potlačily i překmity napětí v síti vzniklé náhlou změnou odebíraného proudu, který na parazitní indukčnosti vedení může vyvolat velké napěť ové špičky.

Samotné vyfiltrování zvlnění usměrněné sítě není zapotřebí, protože šestipulzním usměrněním třífázové sítě vznikne stejnosměrné napětí zvlněné o pouhých 13,4% špička-špička, což plně postačuje pro napájení střídače. Přenášené napětí tedy bude modulované zvlněním napětí stejnosměrného meziobvodu, ale zajistí se tak větší, čili lepší, účiník odebíraného výkonu ze sítě.



Obrázek 2: Schéma zapojení výkonové části bezdrátového přenosu výkonu

Kapacitní filtr je složen ze 4 bezindukčních svitkových kondenzátorů umístěných co nejblíže k jednotlivým tranzistorovým větvím H můstku, což potlačuje překmity na stejnosměrném meziobvodu vzniklé vlivem vypnutí tranzistorů.

Ze stejnosměrného meziobvodu bude napájen tranzistorový střídač tvořený plným H můstkem ze 4 IGBT a nulových diod. Tranzistory budou přepínány v nule protékaného proudu, čímž se minimalizují přepínací ztráty na polovodičových prvcích. To umožňuje rezonanční zátěž střídače, které přirozeně klesá proud k nule.

Samotný vázaný rezonanční obvod bude tvořen dvojicí vázaných cívek se sériovými kondenzátory jak na primární, tak i na sekundární straně. Zatímco na primární straně je rezonanční obvod napájen tranzistorovým střídačem, sekundární strana shodného rezonančního obvodu bude zatěžována můstkovým usměrňovačem, ze kterého bude odebírán stejnosměrný proud.

4 ŘÍDICÍ A BUDICÍ OBVODY

Úkolem řídicích obvodů je především správně generovat impulzy pro spínání výkonových tranzistorů. Protože je střídač zatížen rezonančním obvodem, je žádoucí, aby kmitočet a fáze spínání střídače byly synchronizovány s proudem tekoucím rezonančním obvodem. Z toho plyne, že šířku pulzů přímo neurčují řídicí obvody, ale jsou tvarovány ze snímaného proudu rezonančním obvodem.

V rezonančním obvodu je pro tento účel zařazen proudový transformátor, který je zatížen bočníkem v řídicích obvodech. Pro kompenzaci zpoždění celé zpětné vazby je signál veden na fázovací článek. Po vytvarování je signál veden na zesilovač impulzů. Prvotní rozkmitání rezonančního obvodu umožní startovací oscilátor, který je po příchodu pulzů ze zpětné vazby vyřazen z činnosti.

Aby nemohlo dojít k nekontrolovanému nárůstu proudu vzniklého např. vlivem oddálení sekundární cívky od primární, tedy snížení činitele vazby k, je zde využita regulace vynecháváním pulzů (PDM).

Při překročení nastaveného proudu nedojde k okamžitému vypnutí tranzistoru, ale dojde k přirozenému zániku proudu vlivem oscilace rezonančního obvodu a pro následující půlvlnu už není střídač sepnut. Jsou tak minimalizované přepínací ztráty v měniči a rezonančním obvodem tak prochází téměř harmonický proud s případnou klesající amplitudou.

Řídicí impulzy jsou vedeny do budičů, které impulzy výkonově zesilují a ovládají jimi řídicí elektrody IGBT. Zároveň zajišť ují galvanické oddělení řídicí elektroniky od IGBT, neboť emitory jednotlivých tranzistorů jsou na odlišných potenciálech mezi sebou (vyjma dolní dvojice IGBT), tak i vůči zemi řídicích obvodů, protože jejich zem je spojena s ochranným vodičem PE.

Dále řídicí obvody zajišť ují ovládání stykače pro zpožděné přemostění nabíjecího rezistoru ve stejnosměrném meziobvodu měniče, jak bylo vysvětleno v kapitole 3. Součástí je také podpěť ová ochrana napájecího napětí řídicích obvodů a zpožděné zapnutí měniče, aby nedošlo k odběru proudu před spolehlivým přemostěním nabíjecího rezistoru stykačem. Pro svou činnost zajišť ují i stabilizaci napětí 5 V z přivedeného napětí 15 V z externího zdroje.



Obrázek 3: Blokové schéma řídicích obvodů a budičů

5 ZÁVĚR

Výpočty byly optimalizovány pro dosažení maximální účinnosti a byla zohledněna dostupnost nebo realizovatelnost jednotlivých prvků. Neméně důležité bylo také zajistit dostatečnou imunitu na rušení řídicích obvodů a budičů výkonovou částí, neboť výkonová část nejenom že bude přepínat napětí s velkou strmostí hran, ale primární cívka bude vytvářet též silné magnetické pole.

Přestože většina částí byla odzkoušena – výkonová pouze s menším výkonem, ostatní pak po jednotlivých funkčních blocích, tak teprve oživování a následné testování ověří správnost výpočtů, dimenzování a celého návrhu.

REFERENCE

- MARTIŠ, J. a VOREL, P. Wireless power transfer 2.5 kW with simple control and high efficiency. In *Proceedings of the 2018 18th International Conference on Mechatronics – Mechatronika (ME)*, pages 1–6, december 2018. ISBN: 978-80-214-5543-6.
- [2] PITNER, T. *Bezdrátový přenos energie za pomoci vázaných rezonančních obvodů*. Brno: 2017. Závěrečná práce. Gymnázium Brno, třída Kapitána Jaroše 14. 56 s. Vedoucí práce Ing. Jan Martiš
- [3] PATOČKA, M. Magnetické jevy a obvody ve výkonové elektronice, měřicí technice a silnoproudé elektrotechnice. 1. vyd. Brno: VUTIUM, 2011. 564 s.

Magisterské projekty

Komunikační technologie a informační bezpečnost

SIMULATION SCENARIOS FOR THE ANALYSIS OF MOBILE TRANSPORT NETWORK BEHAVIOR

Aneta Kolackova

Master Degree Programme (2018/2019), FEEC BUT E-mail: xkolac15@stud.feec.vutbr.cz

> Supervised by: Jan Jerabek E-mail: jerabekj@feec.vutbr.cz

Abstract: This paper deals with finding ideal emulation environment for simulating mobile transport network. On top of that, two simulation scenarios were created and configured in chosen emulating programs. Further, this article briefly describes the architecture of a mobile transport network with an emphasis on using network protocols. The individual connections between the devices and their purpose of this network are described here.

Keywords: Simulation Scenario, GNS3, EVE-NG, ESXi, Mobile Transport Network, Cisco

1 INTRODUCTION

Mobile networks are used by everyone on daily basis. However, users or even experts in mobile technologies are not that familiar with the transport part of a mobile network. It is a crucial part, connecting RAN (Radio Access Network) part of the network with EPC (Evolved Packet Core) or UMTS (Universal Mobile Telecommunication System) core network. Nevertheless, the transport network is still very often neglected part in the description of functionality.

This paper focuses on choosing the best environment and creating simulation scenarios for a better understanding the concept of the transport network in mobile communications. The outcome could be used for newcomers in the commercial sphere or for students, who are interested in this topic.

For purposes of this work, ESXi server was created. The server was used as a default environment for comparison of two chosen emulation programs with a goal to determine preferable one for ordinary laptop or PC. One of the emulation programs was EVE-NG (Emulated Virtual Environment–Next Generation) and the other one GNS3 (Graphical Network Simulator–3). Currently they are the only free ones available in the market.

Two simulation scenarios were created. The Scenario 1 is explained in this article. Scenario 2 is not included, because of limit space; however, it is based on Scenario 1. It contains troubleshooting of operating configuration.

2 CREATION OF SERVER FOR TESTING PURPOSES AND COMPARISON OF EMULA-TION PROGRAMS

As hardware for ESXi server was used computer with main parameters: Intel Core i5 CPU650 @3.20GHz, RAM 16 GB Kingston Genesis DDR3 and network card Realtek 8111E Gigabit LAN. Due to supporting virtualization on this hardware configuration, native hypervisor ESXi v6.0 by VMware could be installed. Subsequently, two virtual environments were installed on this server.

2.1 EMULATION PROGRAMS EVE-NG AND GNS3

EVE-NG is a tool to use around virtual devices and interconnect them with other virtual or physical devices. EVE-NG provide a GUI (Graphical User Interface) via a web browser. It can be deployed as

a virtual machine in hypervisors like VMware Workstation, Player and ESXi. Nonetheless, it means that any nodes deployed within EVE-NG will be nested and it cause degraded performance. For purposes of this work, it is completely satisfactory, also from the point of view of an ordinary laptop, expected to be used by final user of proposed scenarios. However, EVE-NG can be installed directly on physical hardware, without hypervisor ("bare metal") to give maximum performance. [1]

GNS3 is used to emulate, configure, test and troubleshoot virtual and real networks. It is probably most used graphical network simulator worldwide. GNS3 consists of two software components GUI "GNS3-all-in-one software" and virtual machine "GNS3 VM". GUI is installed on a computer, which is used for graphical access to the server. The virtual machine cannot be installed directly on physical hardware, as EVE-NG can be. [2]

2.2 TESTING OF EMULATION PROGRAMS

A series of tests covering basic requirements of future simulation scenarios (using the Test scenario that was created for this purpose) with these two emulation programs were performed in order to compare their parameters: load test, total loading time and RAM requirements. Both of them have a maximal available amount of 16GB RAM allocated on ESXi server and 300GB ROM.

2.2.1 LOAD TEST

This test was measured from the beginning of the mass start of all devices in the Test scenario to the stabilization moment. The load in percentage was monitored. In both emulation programs the results were almost identical. The biggest load was in starting point, during calculating hash and initialization, around 65%. This state took 5 min for EVE-NG, in the case of GNS3 it was for little bit longer, 7 min. After this time, there was a decrease to 35-37% during when the start-up configuration was loaded, it took 2.5 min for both emulation programs. Following by the steady-state, where the load for EVE-NG was about 23%, for GNS3 it was less, only 20%.

2.2.2 TOTAL LOADING TIME

Another parameter that was measured is the total load time. The timer was started at the beginning of the mass start and was stopped after loading the start-up configuration. The results are shown in Tab.1.

Table 1: The time taken to load images						
	EVE-NG	GNS3				
Loading time	12 min 20 s	12 min 30 s				

2.2.3 RAM REQUIREMENTS

The increase and decrease in RAM memory usage have the same trajectory as in case of the load test. However, there are some minor differences between EVE-NG and GNS3. In the beginning, during calculating hash and initialization, EVE-NG needed almost 15GB of RAM, GNS3 took just 13GB of RAM. On the other hand in steady-state EVE-NG was using 4GB and GNS3 needed 2GB more, i.e. 6GB.

The results for both environments were really similar in each of tested scenarios. The difference in measurements was not very noticeable and would not affect the operation and behavior of the mobile transport network simulation. The outcome shows that it depends only on user preferences and it does not matter for this particular simulation scenario from a hardware perspective, which emulation programs user will use.

3 SIMULATION SCENARIO

3.1 MOBILE TRANSPORT NETWORK

The mobile transport network is independent on used technology in RAN part of a mobile network. Only treats 3G, 4G or even 5G differently from QoS (Quality of Service) and bandwidth perspective because it is based on All-IP technology. This simulation scenario is an example of possible topology of transport part of mobile network. The transport network is divided into three parts; see Fig. 1.



Figure 1: Transport architecture in simplified form with protocols used in simulation scenario

First part is Cell Site, where mobile antennas for 3G and 4G are located. Usually, under these antennas are shelters, there is also SIAD (Smart Integrated Access Device). SIAD directs data traffic through IP protocol from shorthaul (3G and 4G antennas) to NTE switch. Shorthaul for 3G is using UTP cable with RJ45 interface and maximal data rate 100Mb/s, for 4G optical fiber is used with maximal data rate 1Gb/s. The connection between SIAD and NTE switch is fiber optic (max. data rate 1Gb/s) and it is called backhaul.

NTE switch is an entrance gate to LEC (Local Exchange Carrier), which is the second part of the transport network. This is actually an unique concept used by several mobile providers. This part of the transport network is usually owned by different companies and using different technologies, thus this part is not closely simulated. It provides a connection between Cell Sites and MTSO (Mobile Telephone Switching Office), which can be tens of kilometers away. [3]

Last part of the transport network is represented by a pair of MSNs (Multi Service Node), which are part of MTSO as other important devices even from Core part of a mobile network. MSNs are last nodes before PE (Provider Edge), which is part of CBB (Core Back Bone). Each of these MSNs has usually more than 200 SIADs connected.

3.2 CONCEPTION OF SIMULATION SCENARIO 1

The goal of this scenario is to perform whole configuration of mobile transport network including IP addresses plan, routing strategies, QoS policies and protocols for management in order to practise the configuration steps without interrupting live network. For a graphical overview of used protocols, see Fig.1.

RAN part is created by two Qemu emulators with packet generator Ostinato 0.9 for simulation of NodeB (3G) and eNodeB (4G). SIAD uses Qemu emulator with Cisco CSR 1000v image. The same image is used for LEC part and even for MSNs and PE routers. Whole scenario is divided into several steps as described below.

The first step is setting interfaces with IP addresses in the whole topology. Next step is the right setting of packet generator Ostinato. Ostinato will be responsible for generating traffic to the network with QoS tags. Traffic will be divided if it is coming from Bearer VLAN (data) or OAM VLAN (maintaining). In the end, Wireshark will be used to check details about traffic and see the differences. By setting correct IP addresses in shorthaul, connection between NodeB, eNodeB and SIAD is set. NodeB is directly connected through IPv4, eNodeB through IPv6.

The second step is to add routing strategies. It is important to say that LEC part is not visible from configuration perspective for SIAD and MSN pair. Static IPv4 routes are used between SIAD and MSNs as default gateways and handle upstream traffic. IPv6 follows the same procedure. However, it is important for IPv6 to set static routes also in opposite direction, from MSNs for the purpose to provide return route for downstream traffic to eNodeB. Downstream traffic for IPv4 in backhaul is possible thanks to OSPFv2 (Open Shortest Path First), especially for NodeB. OSPFv2 is working in combination with BFD (Bidirectional Forwarding Detection) protocol between SIAD and MSN_A and without BFD protocol to MSN_B, which is there as a backup link in case of primary link outage. OSPFv2 is also used between MSN pair to handle IPv4 traffic. [4]

Furthermore, there is a port-channel between MSNs merging two physical links, which are connected to the MSNs to provide redundancy. The port-channel uses LACP (Link Aggregation Control Protocol) allowing two selected physical links to work as one logical link. OSPFv3 is used for Layer 3 support of port-channel, redistributing IPv6 static routes and allows Inter-chassis between MSNs to act as backup for each other. Between MSNs and PE routers is BGP (Border Gateway Protocol) also with a port-channel protocol.

The last step is to configure SNMP (Simple Network Managment Protocol) in the whole topology and also control of QoS through policy-maps and class-maps on SIAD and MSNs.

4 CONCLUSION

Scenario 1 was described briefly. Details about particular steps are going to be part of diploma thesis. Moreover, Scenario 2 is also included. It starts from the end of Scenario 1 and is focused on troubleshooting of particular issues in this network. Scenarios 1 and 2 are implemented in both tested environments, which both proved to be fully functional and fulfill required premises expected for final user of proposed scenarios. Particular results of environments testing are also included in diploma thesis.

REFERENCES

- [1] Dzerkals, U., Doe M.: EVE-NG Professional Cookbook. [online].[cit. 2018-08-14]. 1.release, Available at http://www.eve-ng.net/images/EVE-COOK-BOOK-1.0.pdf.
- [2] Neuman, C.: The Book of GNS3: Build Virtual Network Labs Using Cisco, Juniper, and More, No Starch Press, 2018. ISBN 978-15-932-7695-9.
- [3] DeBalko, G. A.: Unbundling device and method for connecting a competing local exchange carrier (CLEC) to the subscriber loop of a local exchange carrier (LEC). [online].[cit. 2019-03-16]. U.S. Patent No. 6,282,277. 28 Aug. 2001. Available at https://patents.google.com/patent/US6282277B1/en.
- [4] Halabi, S.: OSPF Desing Guide. [online].[cit. 2019-02-14]. Cisco System Network Supported Accounts, Rev:1.1, 1996. Available at https://ebook.konfigurasi.net/Cisco/OSPF-Design-Guide.pdf.

FACE PARAMETRIZATION FROM VIDEO USING FACE RECOGNITION METHODS

Pavol Lieskovský

Master Degree Programme (2), FEEC BUT E-mail: xliesk01@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Martin Rajnoha E-mail: martin.rajnoha@vutbr.cz

Abstract: In the frame of this article, a program has been created that can extract persons face features from the video of an speaking person into a structured time series form suitable for further processing. Such a program utilizes machine learning and face recognition methods and it represents a solution to the general problem of face parametrization from video that can find its applications across many different fields.

Keywords: face recognition, face landmark estimation, face parametrization, time series

1 ÚVOD

V posledných desaťročiach napredujú Informačné technológie (IT) nezastaviteľným tempom. Pravidelne vznikajú nové technológie, ktoré nachádzajú svoje uplatnenie v čoraz viac odvetviach a na miestach, kde to pred pár rokmi nebolo možné. Mnohé procesy sa dajú vď aka novým technológiam automatizovať a tým pádom dochádza k úspore času. Jedným z rýchlo sa rozvíjajúcich odvetí IT je aj počítačové videnie. V dnešnej dobe sa s pojmom počítačové videnie stretávame na takmer pravidelnej báze. Využíva sa v taker každom jednom odvetví, od poľnohospodárstva cez bankovný sektor až po medicínu [1]. V rámci tohoto článku bolo využité počítačové videnie na spracovanie videa rozprávajúcej osoby do formátu zachytávajúceho najdôležitejšie črty tváre a emócie osoby na každej snímke videa. Vytvorí sa tak časová rada s parametrami danej tváre. Využívajú sa k tomu práve metódy slúžiace pre identifikáciu osôb [2]. Nakoľko sa jedná o riešenie všeobecného problému, využiteľnosť tohoto riešenia má široké spektrum v rôznych oboroch. Medzi možnosti využitia patrí napríklad rozpoznávanie štádia choroby pacienta trpiaceho niektorou z neurodegeneratívnych chorôb [3], vytvorenie datasetu časovej rady pre rozpoznávanie textu z hovorenej reči alebo aj identifikácia toho, či daná osoba povedala určitý text. Článok je rozdelený nasledovne: 2. časť obsahuje popis metód ktoré boli využité pri riešení a taktiež obsahuje popis samotného experimentu. 3. čast obsahuje popis dosiahnutých výsledkov a práca je ukončená zhodnotením v záveru v 4. časti.

2 METODIKA

Samotné metódy počítačového videnia sú rozdelené do viacerých podskupín na základe toho, aký problém riešia. V súčastnosti je takmer štandardným postupom u obrazového spracovania dát využitie efektivity hlbokého učenia a konvolučných neurónových sietí [4]. V rámci riešenia boli použité konkrétne metódy na rozpoznávanie tváre z projektu facenet [2], kedže tie sa ukázali ako najvhodnejšie pre parametrizáciu tváre a sú úzko späté s problematikou.

2.1 ROZPOZNÁVANIE TVÁRE

Pokroky v automatizovanej analýze tváre, párovaní vzorov a počítačovom učení viedli k možnosti vytvorenia systémov automatického rozpoznania tváre. Proces rozpoznania tváre je pre človeka pri-

rodzený a automaticky vykonávaný proces, avšak problém spočíva v zapamätaní si veľkého množstva neznámych tvárí. V oblasti počítačového videnia sa stále jedná o jeden z obtiažných a zložitých procesov, no aj napriek tomu už existujú rôzne metódy, ktoré zvládajú identifikáciu tváre s rozsiahlimi databázami. Tieto metódy nachádzajú svoje využitie napríklad v oblastiach zaoberajúcich sa bezpečnosťou. Systém vykonávajúci počítačovú identifikáciu tváre sa väčšinou skladá zo šiestich prvkov zobrazených na Obr. 1. Jedným z kľúčových problémov detekcie tváre je výkonnosť detekcie. Je potrebná extrakcia kľúčovýh črtov tváre a konštrukcia robustných klasifikátorov. To všetko s ohľadom na výkon. Týmto problémom sa zaoberá čoraz viac odborníkov [5].



Obr. 1: Typické prvky systému rozpoznávania tváre [5].

2.2 ODHAD BODOV TVÁRE

Odhad bodov tváre (face landmark estimation) je jednou z metód slúžiacich na rozpoznávanie tváre. Je definovaná ako detekcia a lokalizácia určitých kľúčových bodov tváre v obrázku. Hoci sa môže zdať tento problém pomerne ľahko riešiteľný ukázal sa ako mimoriadne náročný vďaka veľkému množstvu faktorov ovplyvňujúcich výpočet bodov. Medzi ne patria napríklad póza, osvetlenie, výraz tváre alebo aj to, či daná osobá má fúzy alebo okuliare [6].

Algoritmy na detekciu bodov tváre sa delia na tri hlavné kategórie: holistické, obmedzeného lokálneho modelu (Constrained local model–CLM) a metódy založené na regresii. Rozdielne sú v spôsobe akým modelujú vzhľad tváre a vzory tvaru črtov tváre. Vzhľad tváre predstavuje rozdielnosť v intenzite pixelov okolo kľúčových bodov tváre alebo v rámci celej tváre. Vzory tvaru črtov tváre sa vzťahujú na vzory tvarov črtov tváre v miestach kde sa detekujú kľúčové body. Holistické metódy explicitne modelujú holistický vzhľad tváre a globálne vzory tvaru črtov tváre. CLM metódy sa spoliehajú na explicitný lokálny vzhľad tváre a explicitné globálne vzory tvaru črtov tváre. Metódy založené na regresii používajú holistické alebo lokálne informácie o vzhľade a môžu zahŕňať globálne vzory tvaru črtov tváre implicitne pre spoločnú detekciu orientačných bodov. Vo všeobecnosti metódy založené na regresii vykazujú lepší výkon [7].

2.3 PARAMETRIZÁCIA TVÁRE DO ČASOVEJ RADY

Riešenie je realizované v programovacom jazyku Python. Predovšetkým je využitá knižnica face_recognition založená na implementácií facenet [2], ktorá je využitá pre detekciu bodov tváre. Myšlienka tohoto riešenia spočíva v sledovaní viacerých parametrov tváre, ako napríklad šírka a výška úst, šírka a výška tváre, vzdialenosť medzi nosom a bradou apod. Pri detekcií črtov tváre sú najprv s využitím metódy face_landmarks knižnice face_recognition získané body popisujúce tvár. Tieto body sú zobrazené na Obr. 2.



Obr. 2: Body popisujúce tvár získané metódou face_landmarks [8].

Z týchto bodov sú pomocou matematických operácií vyrátané výsledné hodnoty, ktoré sú následne naformátované do objektu typu JSON popisujúceho tvár na aktuálnom snímku. Zároveň sa medzi parametre ukladá aj odhad emócie z tváre.

Odhad emócii je vykonávaný na základe modelu natrénovaného na datasete fer2013 [9]. Jedná sa o dáta skladajúce sa z 35887 obrázkov tvárí v stupnici šedej o rozmeroch 48x48. Každý z obrázkov je označený emóciou, ktorú tvár na danom obrázku vystihuje. Celkovo sa jedná o sedem typov emócií: hnev, znechutenie, strach, radosť, smútok, prekvapenie a neutrálna. Snímka je pred odhadom emócie transformovaná do rozmerov 48x48 pixelov a následne je na nej prevedený odhad na základe modelu. Výsledkom odhadu je vektor siedmych číselných hodnôt, ktoré predstavujú percentuálne zastúpenie každej jednej odhadovanej emócie v snímke, pričom poradie čísla v zozname udává o akú emóciu sa jedná. Na Obr. 3 sú zobrazené dáta snímky tváre, v ktorej bola odhadnutá na 93% emócia prekvapenia, 6% strach, 1% smútok atď.

Tieto parametre sú vypočítané a následne zaznamenané v každom snímku videa. Výstupom skriptu sú dáta vo formáte JSON¹ uložené do súboru, ktorý je zadaný ako argument skriptu.

¹JSON (JavaScript Object Notation) je jedným z často využívaných formátov na výmenu a formátovanie dát. Využíva človekom čítateľný text, ktorý sa skladá z dvojíc kľúč-hodnota[10].

Samotné spustenie skriptu vyžaduje určité argumenty:

- -i cesta k súboru s videom,
- -w cesta k súboru s váhami pre odhad emócií,
- -o cesta k súboru do ktorého bude uložený výstup,
- -v zvýšenie verbozity skriptu,
- -g zapnutie grafického výstupu pre ukážku a ladenie.

Prvé tri z argumentov sú povinné a bez ich definovania sa skript nepustí. Zvyšné dva argumenty sú voliteľné.

Všetky vyrátané hodnoty popisujúce črty tváre aj s ukážkou výsledného formátu JSON-u sú popísané v kapitole 3. V prípade zapnutého grafického výstupu táto metóda ešte vykreslí jednotlivé detekované črty do aktuálneho snímku a zobrazí ho užívateľovi. Ukážka je na Obr. 4, taktiež v nasledujúcej kapitole.

3 VÝSLEDKY

Výsledkom práce sú dáta popisujúce črty a emócie tváre zobrazenej na každom snímku spracovaného videa v sekvenčnom pradí. Formát dát je zobrazený na Obr. 3.



Obr. 3: Ukážka JSON formátu výsledných dát (pre 1 snímok).

Z formátu dát je možné vidieť, že prvým kľúčom je "video". Jemu náležiaca hodnota je objekt popisujúci video. Ten obsahuje popis názvu videa, počet celkových snímkov videa, počet snímkov za sekundu a pole objektov popisujúcich jednotlivé snímky. Každý jeden snímok je popísaný svojím číslom v poradí videa, a črtami detekovanými z tváre osoby. Tieto črty sú: plocha úst, šírka úst, výška úst, šírka tváre, výška tváre, šírka ľavého obočia, výška ľavého obočia, šírka pravého obočia, výška pravého obočia, vzdialenosť nosu a úst, vzdialenosť nosu a brady a hodnoty odhadu emócií. Na Obr. 4 sú rôznymi farbami zakreslené jednotlivé detekované črty (z dôvodu prekrývania sú zakreslené do dvoch obrázkov).



Obr. 4: Grafický výstup detekcie črtov tváre.

4 ZÁVER

V rámci článku bola predstavená metóda na extrakciu významných črtov tváre a následnú parametrizáciu tváre do štrukturovanej formy v časovej rade. Metóda využíva techniky strojového učenia a rozpoznávania tváre, konkrétne face landmark estimation, na základe ktorých sú počítané základné parametre tváre. Ďaľej využíva už natrénovaný model pre odhad emócií, vytvárajúci pravdepodobnostný vektor. Medzi sledované parametre tváre patrí napríklad vzdialenosť nos-brada alebo šírka a výška úst apod. V 3. kapitole sú popísané dosiahnuté výsledky práce, vrátane ukážkového formátu dát. Výsledné dáta sú vo formáte JSON, ktorý je široko podporovaný a vhodný pre strojové spracovanie. Takto pripravené dáta sú vhodné pre akékoľvek počítačové spracovanie. Nakoľko sa jedná o dáta popisujúce črty a emócie tváre osoby na videu v čase, využiteľnosť tohoto riešenia má široké spektrum v rôznych oboroch.

LITERATÚRA

- [1] SZIELSKI, R. (2010). Computer Vision: Algorithms and Applications electronic draft.
- [2] SCHROFF, F., KALANICHENKO, D., PHILBIN, J. Facenet: A unified embedding for face recognition and clustering. Proceedings of the IEEE conference on computer vision and pattern recognition, s. 815–823, 2015.
- [3] REKTOROVÁ, Irena. Současné možnosti diagnostiky a terapie Parkinsonovy nemoci. Neurológia pre prax: Suplement 2. 2009, 10(S2). ISSN 1335-9592. 27. 10.1142/S0218001413560053.
- [4] CHEN, Y., LIN, Z., ZHAO, X., WANG, G., GU, Z. Deep Learning-Based Classification of Hyperspectral Data. IEEE Journal of Selected Topics in Applied Earth Observations and Remote Sensing, v. 7, č. 6, s. 2094-2107, 2014.
- [5] WÓJCIK, W., GROMASZEK, K., JUNISBEKOV, M. Face Recognition: Issues, Methods and Alternative Applications[online]. Face Recognition IntechOpen, 6.7.2016. DOI: 10.5772/62950. [cit. 21.10.2018]. Dostupné z URL:https://www.intechopen.com/books/facerecognition-semisupervised-classification-subspace-projectionand-evaluation-methods/face-recognition-issues-methods-andalternative-applications.
- [6] OUANAN, Hamid & OUANAN, Mohammed & AKSASSE, B. (2016). Facial landmark localization: Past, present and future. 487-493. 10.1109/CIST.2016.7805097.
- [7] WU, Yue & JI, Qiang. (2018). Facial Landmark Detection: A Literature Survey. International Journal of Computer Vision. 10.1007/s11263-018-1097-z.
- [8] SHAKIROV, N. Face recognition: realtime masks development[online]. Dostupné z URL:https://becominghuman.ai/face-recognition-realtime-masksdevelopment-9d3a399b4c3.
- [9] KINLI, F. [Deep Learning Lab] Episode-3: fer2013[online]. Dostupné z URL:https: //medium.com/deep-learning-turkey/deep-learning-lab-episode-3fer2013-c38f2e052280.
- [10] Wikipedia contributors. JSON [online]. Wikipedia, The Free Encyclopedia. 10.10.2018 [cit. 22.10.2018]. Dostupné z URL:https://en.wikipedia.org/wiki/JSON.

BIG DATA ANALYTICS IN THE CONTEXT OF MOBILE NETWORK PERFORMANCE OPTIMIZATION

Roman Klus

Master Programme (2), FEEC BUT E-mail: xklusr00@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Philipp Svoboda, Martin Slanina

E-mail: philipp.svoboda@tuwien.ac.at, slaninam@feec.vutbr.cz

Abstract: Crowdsourcing is a modern and growing technique of acquiring large amount of information. This project utilizes the data on mobile connectivity gathered by RTR NetzTest application to evaluate the performance indicators of the network. The software tool capable of assessing the network based on location, operator and other parameters will be created and utilized for benchmarking of the Austrian network operators. The software tool will be able to monitor the individual telecommunication nodes to estimate their performance in time.

Keywords: Big Data, Crowdsourcing, LTE, Mobile Network, Open Data

1 INTRODUCTION

This project focuses on the analysis of Austrian LTE networks based on the crowdsourced end-user measurements. The primary source of the data is the application RTR-NetzTest [1] provided by RTR (Austrian Regulatory Authority for Broadcasting and Telecommunications). The results of all the measurements are available as open data [2]. For the analysis, the MATLAB programme has been created to assess three the most viable parameters for each user: downlink throughput, uplink throughput and latency (TCP round trip time). The programme statistically compares the three largest operators in Austria and ranks them based on these parameters. The spatial analysis divides the considered region into bins and assesses the network parameters bin-wise, as well as using the clustering algorithm.

2 MEASUEREMNT BREAKDOWN

There are plenty of ways to assess the performance of the network. The gathering of data is usually done by the direct measurement of various parameters of the network and later processing of the acquired data. The measurement may take place either on the side of the provider, in the telecommunication node called eNodeB for LTE Radio Access Networks (4G), or on the side of the user. The performance on side of the user is evaluated either by specialized measurement equipment able to assess the information about the network or by a generic user equipment using specialized application. The process of gathering information from a large number of users using a common tool is called crowdsourcing [3]. The crowd of anonymous end-users contributes measurements conducted by diverse device models at different locations and at different times. The advantage of crowdsourcing is that we have access to hundreds of thousands of measurements without having to spend any resources. The drawback is that the results may differ for two users at the same network state due to device limitation, tariff limitation etc.

The power of crowdsourcing lies in the number of results which the crowdsourcing platform is able to gather. The negative aspects of the user diversity can be compensated by the sufficient number of representative samples and by proper processing of the gathered data. This project utilizes the open data provided by RTR gathered using NetzTest mobile application. We consider all LTE tests conducted in Austria in the year 2018 - the dataset consists of over 380000 samples. We exclude all

incomplete tests, lacking crucial information such as operator information or signal strength measurement as well as measurements done while roaming.

The data consists of both temporal and spatial information. As the consequence of the data being gathered using crowdsourcing, the distribution of measurements in time and space is not uniform, see Figure 1 a), where the measurement heat map of Austria is depicted. It is apparent that the majority of measurements took place in highly populated areas and along main transport routes (highways, train tracks). As Figure 1 b) reveals, even the centre of Vienna is not consistently covered with measurements, having more data on frequently used routes. The temporal inconsistency is the result of varying user activity throughout the day, as well as depending on the weekday.



Figure 1: a) Map of Austria with the heatmap of the measurements over 1 year, LTE networks, 20 percentile, all operators; b) Heat map of the measurements in the centre of Vienna over 3 months, LTE, 20 percentile, all operators [2]

3 ANALYSIS

The three basic quantities will be considered in the analysis: downlink throughput, uplink throughput and latency. These were chosen as the most representing parameters for the user to assess the quality of cellular network connection.

3.1 **RESULTS PER OPERATOR**

The analysis focuses on the comparison of three largest LTE mobile network operators in Austria, namely A1 Telekom Austria (A1), T-Mobile Austria (T-Mobile) and Hutchison Drei Austria (H3). Table 2 presents the number of measurements per operator in the year 2018, as well as mean and median downlink throughput and latency of each operator. The data show that by comparing these parameters, T-Mobile leads in 3 out of four considered categories and H3 scores lowest in every aspect.

Operator	Number of measurements [-]	Downlink mean [Mbps]	Downlink median [Mbps]	Latency mean [ms]	Latency median [ms]
A1	57721	44.78	30.48	29.00	21.10
H3	33115	37.57	28.52	33.32	30.20
T-Mobile	33419	50.54	36.06	25.06	23.10

Table 1: Test results per operator

To statistically confirm these results, ECDF (empirical cumulative density functions) of the downlink speed results are shown in Figure 2 a), which shows the distribution of all measurements per operator and shows, that low-scored measurements do not differ per operator. The part of the measurements was negatively affected or corrupted in some way (low signal strength, handover, device limitation). To depict the average user experience, notice the top 50 percentile of the results. The best possible user experience per operator can be represented by the 98 percentiles. The Figure 2 b) shows the ECDF of the latency measurements, which shows A1 having the lowest latency in lower tail and T-Mobile at higher percentiles.



Figure 2: a) ECDF of all measured downlink speeds per operator; b) ECDF of all measured latency per operator

3.2 SPATIAL INFORMATION

The previous chapter presents some of the statistical quantities per operator without taking into consideration the place where the measurement took place. The next part of the analysis divides the considered region in Austria (e.g., Vienna) into spatial bins and finds out, whether the parameters of the network are consistent over the considered area. The similar technique was utilized in [4]. Using this type of analysis, the previous finding was modified and enriched with spatial information about which operator's network has the best parameters per area. The size of the bins was modified to include enough measurements per bin for assessing the network parameters reliably using Welch's t-test. Figure 3 a) and b) depicts Vienna, which has the most measurements per area in the Austria. It is apparent, that neither binning does provide enough samples per bin for t-testing to be realized without introducing a serious Type I error [5].



Figure 3: Binned area of Vienna showing the density of measurements per a) 800 x 800 meters² and b) 200 x 200 meters²

The alternative approach is proposed using clustering techniques. The areas such as roads are not properly represented by squared bins, whereas clustering along the direction of the road will fix both problems that binning presents: choosing the appropriate length (for roads/rails) or areas (per

city) for each cluster to contain enough measurements. Clustering Using Representatives (CURE) algorithm is implemented. CURE has the capability to cluster non-spherical variances and shapes [6], making it a preferable choice for this project.

The drive test will be performed to evaluate, whether the network performance parameters calculated using crowdsourced measurements provide reliable and accurate information.

The tool for monitoring the performance of the telecommunication nodes within each bin will be created to assess the performance in temporal region as well. Additionally, data is analysed in temporal region to assess the time-of-day dependency, showing the hourly distributions per operator.

4 CONCLUSION

In this paper, the data gathering technique called crowdsourcing has been presented. The measurements by RTR's NetzTest have been used as the primary source of data for the project, containing over 380000 entries for LTE networks in Austria in the year 2018. The data density is inconsistent in location, focusing around densely populated areas and along frequently used routes. The analysis per operator shows, that from three largest operators, the highest performance scores has T-Mobile for an average user (median or 50 percentile user) and in top-performance metric considering only top 2% of the results. The location analysis divides the space into bins and compares the results bin-wise to assess spatial information to the results, as well as clustering the areas using CURE algorithm. The drive tests will evaluate the results. As the next step, the correlation between bins and clustered will be analysed and temporal information will be added to the analysis.

REFERENCES

- [1] RTR-NetTest. RTR-NetTest [online]. [ref. 2019-03-10]. Available at: https://www.netztest.at/en/
- [2] RTR-NetTest Open Data Interface Documentation: Version 2018-12-01. RTR-NetTest [online]. Austria: RTR-NetTest team, 2018-12-01 [ref. 2019-03-10]. Available at: https://www.netztest.at/en/OpenDataSpecification.html
- [3] Hosseini, Mahmood & Phalp, Keith & Taylor, Jacqui & Ali, Raian. (2014). The four pillars of crowdsourcing: A reference model. Proceedings International Conference on Research Challenges in Information Science. 1-12. 10.1109/RCIS.2014.6861072.
- [4] T. Linder, P. Persson, A. Forsberg, J. Danielsson and N. Carlsson, "On using crowd-sourced network measurements for performance prediction," 2016 12th Annual Conference on Wireless On-demand Network Systems and Services (WONS), Cortina d'Ampezzo, 2016, pp. 1-8.
- [5] Cebollero, Maribel & Guàrdia, Joan. (2013). The adequacy of different robust statistical tests in comparing two independent groups. Psicologica. 34. 407-424.
- [6] Kotsiantis S, Pintelas P. Recent advances in clustering: A brief survey. WSEAS Transactions on Information Science and Applications. 2004 Jul;1(1):73-81.

SIMULTANEOUS TRANSMISSION OF 200 GBIT/S, 10 GBIT/S AND ACCURATE TIME TRANSMISSION OVER 100 KM USING ONLY ONE STEP AMPLIFICATION

Michal Látal

Master Degree Programme (2), FEEC BUT E-mail: xlatal08@vutbr.cz

Supervised by: Petr Münster E-mail: munster@feec.vutbr.cz

Abstract: This paper focuses on simultaneous transmission of selected photonic services by one singlemode fiber. Except common data transmission with a bitrate of 10 Gbit/s, 200 Gbit/s high-speed data transmission and accurate time transmission are considered. The total measurement length was 100 km and the signals were amplified only at the beginning of the route using Erbium doped fiber amplifier (EDFA). Channel spacing was 100 GHz according to ITU-T G.694.1 standard.

Keywords: fiber, simultaneous transmission, accurate time, data, edfa, dwdm, interference

1 ÚVOD

Optická vlákna jsou v současnosti nejčastěji používaným médiem pro telekomunikační sítě. Optické sítě umožňují nejen přenos informačních dat, ale je možné na ně nasadit i speciální pokročilejší služby, jako jsou přenos přesného času nebo stabilní frekvence. Kvalitní přenos těchto služeb má význam především pro výzkumné, metrologické a vzdělávací instituce, kde je nutné dosáhnout extrémně přesného a dlouhodobě stabilního přenosu. Další významnou službu tvoří distribuované senzorické snímání, kdy pomocí optických vláken je možné snímat různé fyzikální veličiny a umožnit tak například ochranu infrastruktury optické sítě. Přenos těchto vybraných fotonických služeb, které umožňují čistě optický přenos bez konverze na elektrický signál, pomocí jediného optického vlákna se jeví jako ekonomicky výhodný, například s využitím hustého vlnového multiplexu, ale je třeba vyhod-notit možnou interakci mezi jednotlivými službami, tak aby nedocházelo k vzájemnému ovlivňování jednotlivých optických signálů. [1]

Kapitola II popisuje současný stav v oblasti souběhu více fotonických signálů jedním vláknem. V kapitole III je představeno experimentální zapojení a kapitola IV obsahuje disputaci výsledků. Poslední kapitola V shrnuje výsledky článku.

2 SOUČASNÝ STAV PROBLEMATIKY SPOLEČNÉHO PŘENOSU

Vědečtí výzkumníci intenzivně zkoumají problematiku fotonických přenosů pro zlepšení systémových a přenosových parametrů, jako je celkový dosah, přesnost a stabilita. V České republice se problematice fotonických služeb a sítí nejvíce věnuje sdružení CESNET (Czech Educational and Scientific NETwork), které rozvíjí národní e-infrastrukturu určenou pro výzkum a vzdělávání. Sdružení CESNET dosáhlo světového prvenství při využití společného páru optických vláken pro přenos 100 Gbit/s datového signálu a současného poskytování fotonických služeb při kterém nedošlo k vzájemnému ovlivňování fotonického a datového optického signálu. [2]

Jednotlivé fotonické služby mají individuální požadavky na přenosový systém a jsou náchylné k jinému typu rušení. Systémy pro přenos dat založené na DP-xQAM (Dual Polarization Quadrature Amplitude Modulation) používají digitální zpracování signálu pro obnovu signálu, ale nedokáží plně kompenzovat degradaci signálu způsobenou ztrátami závislými na polarizaci a nelineárních jevech. Signály přesného času jsou pomalé a často modulovány OOK (On-Off Keying) modulací, takovéto signály jsou náchylné především na chromatickou disperzi. Stabilní kmitočtové signály nejsou modulovány vůbec, přenášená informace je frekvence fotonů. Tyto signály tvoří spojité vlny, které trpí především fázovým posunem způsobeným například vibracemi a vnějšími vlivy prostředí. Pro senzorické systémy je nutné použít vysokovýkonné impulsy, které mohou způsobit rušení ostatních signálů v sousedních přenosových kanálech. Z těchto důvodů je společný přenos fotonických služeb pomocí DWDM (Dense Wavelength Division Multiplex) přenosových kanálů stále novou a neprozkoumanou oblastí výzkumu. [3]

3 NÁVRH MĚŘENÍ PŘENOSU ČASU A DAT

Schéma měření znázorňuje přenos tří služeb, přenos přesného času, přenos datového signálu s rychlostí 10 Gbit/s a koherentního signálu s rychlostí 200 Gbit/s. Na obrázku 1 je vidět podrobné schéma měření zobrazující přenášené služby a nastavení nosné vlnové délky pro každou službu. Přenosové kanály pro jednotlivé služby byly rozděleny dle doporučení ITU-T G.694.1 s odstupem kanálů 100 GHz. [4] Pro společný přenos vybraných tří fotonických služeb byly zvoleny sousední DWDM kanály 31, 32 a 33 s odstupem vlnové délky 0,8 nm. Jednotlivé fotonické služby byly společně multiplexovány ve standardním telekomunikačním multiplexeru. Společný optický signál byl dále zesílen optickým výkonovým zesilovačem EDFA a navázán do simulované trasy o délce 100 km. Část společného optického signálu byla na konci trasy vyvázána pomocí děliče výkonu s dělícím poměrem 99:1. Vyvázaná část přenášeného společného optického multiplexu sloužila pro monitorování jednotlivých signálů na optickém spektrálním analyzátoru, zda nedochází k nelineárním jevům, jako je například čtyřvlnné směšování FWM (Four Wave Mixing). Přenesený optický signál byl demultiplexován a jednotlivé optické signály fotonických služeb byly přivedeny zpět do svých zdrojových zařízení, kde byly vyhodnoceny přenosové parametry přijatých optických signálů.



Obrázek 1: Schéma měření

4 VÝSLEDKY MĚŘENÍ

Hlavním sledovaným přenosovým parametrem pro datové signály byla bitová chybovost BER (Bit Error Rate), pro přenos času byla vyhodnocována doba zpoždění šíření signálu a kolísání této doby. Bitová chybovost v případě datového signálu 10 Gbit/s dosahovala v průběhu měření průměrné hodnoty $1,36\cdot10^{-9}$, pro datový signál 200 Gbit/s byla naměřena průměrná hodnota bitové chybovosti $8,83\cdot10^{-3}$. Přestože jde o poměrně nízkou hodnotu pro datový signál před využitím opravných algoritmů FEC (Forward Error Correction), je tato hodnota stále v limitu dle ITU-T G.975.1. Doporučení ITU-T G.975.1 stanovuje limit chybovosti BER v řádu 10^{-3} pro který lze opravné algoritmy FEC využít. Aplikací opravných algoritmů FEC je systém schopen opravit chybná data a dosáhnout nižší chybovosti v řádech 10^{-9} – 10^{-15} , ovšem za cenu vyšší latence a redundance dat až 25 %, způsobené především kódováním, dekódováním a prokládáním, v závislosti na použitých metodách. [5] Při přenosu časového signálu byly sledovány přesné časové hodnoty zpozdění a odchylky po sobě jdoucích hodnot zpozdění tohoto signálu. Průměrná hodnota zpoždění signálu pro přenos času byla 495 986,118 ns, což přibližně odpovídá teoretickému předpokladu pro dobu šíření optického signálu danou trasou. Kolísání zpoždění časového signálu nepřekročilo dobu 11,5 ps. Na obrázku 2 je zobrazeno spektrum společného přenosu časového a datových optických signálů s vyznačením odpovídajících DWDM kanálů s odstupem 100 GHz.



5 ZÁVĚR

V tomto příspěvku bylo stručně popsáno a provedeno měření přenosových parametrů pro společný přenos vybraných fotonických služeb jedním jednovidovým vláknem. Z naměřených přenosových parametrů a především z grafu optického spektrálního analyzátoru lze odvodit, že při společném přenosu časového a datových signálů nedošlo k vzájemnému ovlivnění, přenosových kanálů, které by nějak výrazně ovlivnilo stabilitu některé z přenášených fotonických služeb. Předmětem dalších měření, která v současné době probíhají, je přenos senzorického signálu a vliv zesílení optického zesilovače na vedlejší přenosové kanály. Hlavním cílem budoucích měření je prokázání možnosti společného přenosu více fotonických služeb jedním vláknem s kanálovým rozestupem.

REFERENCE

- [1] HORVÁTH, T., MÜNSTER, P., VOJTĚCH, J., VELC, R., OUJEZSKY, V.: Simultaneous transmission of accurate time, stable frequency, data, and sensor system over one fiber with ITU 100 GHz grid, Optical Fiber Technology, 2018, Dostupné z: https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1068520017303851
- [2] CESNET E-infrastruktura: 100 Gb/s a fotonické služby po společném vlákně, Praha: CESNET, 2013, Dostupné také z: https://bit.ly/2znBcKM
- [3] MÜNSTER, P., RADIL J., VOJTĚCH, J., HAVLIŠ, O., HORVÁTH, T., SMOTLACHA, V., SKALJO, E.: Simultaneous transmission of the high-power phase sensitive OTDR, 100Gbps dual polarisation QPSK, accurate time/frequency, and their mutual interferences, Fiber Optic Sensors and Applications XIV, 2017, Dostupné z: https://doi.org/10.1117/12.2267259
- [4] G.694.1: Spectral grids for WDM applications: DWDM frequency grid, 2012. Version 2. Geneva, Switzerland: ITU-T, 16s. Dostupné také z: https://www.itu.int/rec/T-REC-G.694.1/en
- [5] G.975.1: Forward error correction for high bit-rate DWDM submarine systems, 2005. Version 1 Geneva, Switzerland: ITU-T, 58 s. Dostupné také z: https://www.itu.int/rec/T-REC-G.975.1/en

VULNERBILITY OF GPON NETWORK ELEMENTS

Jan Chlapek

Master Degree Programme (2nd), FEEC BUT E-mail: xchlap02@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Tomas Horvath E-mail: horvath@feec.vutbr.cz

Abstract: Passive optical network (PON) is a promising access network technology used in modern telecommunications. Due to their passive nature PONs are potentially vulnerable against a number of security threats. This paper is focused on testing the resilience of a GPON (Gigabit PON) network against a DoS (Denial of Service) attack, conducted with a CW (Continuous Wave) laser plugged into the optical splitter. The goal was to cause signal interference on the feeder fiber to prevent communication between the OLT (Optical Line Termination) and ONUs (Optical Network Unit).

Keywords: DoS, Security, GPON, PON, Passive Optical Network

1 ÚVOD

Aktuální trendy moderní technologické doby vyžadují výrazný růst komunikační infrastruktury na poli rychlejších přístupových sítí. Výrazným krokem kupředu je rozšíření přístupových sítí PON (Pasivní optické sítě), u nichž je optické vlákno distribuováno co nejblíže ke koncovým zákazníkům tzv. FTTH (Fiber To The Home), a to pomocí zcela pasivní distribuční sítě [1]. V České republice se ovšem lze nejčastěji setkat pouze s nasazením FTTC (Fiber To The Curb) a FTTB (Fiber To The Building). K finální distribuci konektivity k zákazníkovi pak většinou slouží původní metalické rozvody.

V této práci byla testována zranitelnost plně funkční GPON sítě od společnosti Huawei. Test byl zaměřen na zarušení komunikace mezi koncovými prvky sítě pomocí CW laseru (S Kontinuální vlnou) typu DFB (S rozloženou zpětnou vazbou) s chlazením TEC (Termoelektrickým chlazením).

2 GPON

GPON byl standardizovaný společností ITU-T (International Telecommunication Union) v roce 2003. Výrazně vylepšil vlastnosti svých předchůdců, a to především v použití nové rámcové struktury GEM (GPON Encapsulation Method). Díky této struktuře je možné zajistit přenos velkého množství datových struktur např. Ethernet, hlasové služby, digitální video aj., a proto je též nazývaná jako "Fullservice" služba [1].

2.1 ZRANITELNOSTI V PON

Díky svým pasivním vlastnostem jsou PON náchylné vůči řadě útoků. U aktivních prvků, především pak u ONU (Optická koncová jednotka), patří mezi největší hrozby bezpečnostní díry ve firmwarech a lehce vyhledatelné servisní přihlašovací údaje, jenž mohou útočníkovi posloužit k plnému přístupu do zařízení. Dalším bezpečnostním rizikem je pasivní rozbočovač, jenž je v PON použit k rozdělení signálu mezi ONU podle daného dělícího poměru. Volný port v rozbočovači může být např. využit k připojení modifikované ONU za účelem odposlechu komunikace nebo k připojení CW laseru za účelem aktivního rušení komunikace. Před rozbočovač je také teoreticky možné umístit modifikovanou OLT jednotku, jenž by v síti sloužila k vykonávání MITM (Man in the Middle) útokům [2].

3 POUŽITÝ LASER

K zarušení signálu byla použita laserová dioda FLD7F4CZ typu DFB, pracující na vlnové délce 1310 nm [5]. Tento typ laseru je vhodný pro vysílání na jedné vlnové délce se spektrální šířkou okolo 1 nm. Naladění na konkrétní vlnovou délku probíhá již během výroby úpravou rozestupů mezi odrazy ve vnitřní struktuře laseru. Laser byl rovněž teplotně stabilizován pomocí TEC, čímž bylo docíleno optimální teploty 25°C dle katalogu výrobce [4]. Laserová dioda je v provedení tzv. motýlku a k jejímu připojení byla použita ovládací platforma CLD1015 od společnosti ThorLabs. Ovládání výstupního výkonu laseru bylo provedeno nastavením elektrického proudu procházejícího diodou I_F .

Před započetím měření byl optický výkon laseru nejdříve změřen na měřiči optického výkonu. Aby nedošlo k poškození měřiče, byl optický výkon měřen s použitím útlumového článku o hodnotě 20 dB. Rozsah I_F byl dále změřen jen do hodnoty 60 mA, zatímco maximální hodnota I_F je dle katalogu 80 mA. To mohlo do vykreslené závislosti na Obr. 1 zanést malou nepřesnost kvůli možným nedokonalostem vzniklých v přechodech mezi konektory, možnou degradací článku a chybějícím hodnotám v rozsahu 60–80 mA.



Obrázek 1: Závislost optického výkonu na elektrickém proudu diodou

Změřená křivka závislosti optického výkonu na elektrickém proudu na Obr. 1 nicméně byla porovnána s referenční křivkou z katalogu [5] a na základě porovnání se shodují. Naměřené hodnoty optického výkonu v rozsahu I_F 0–60 mA jsou v Tab. 1. K přepočtu optického výkonu v jednotkách dBm na jednotky v mW byl použit následující vzorec:

$$P_f = P = 10^{\frac{x}{10}},$$

kde x je hodnota optického výkonu v jednotkách dBm.

4 TESTOVACÍ SÍŤ

K provedení testovaní byla použita fakultní GPON síť od společnosti Huawei. Jako OLT (Optické linkové zakončení) byla použita univerzální OLT platforma Huawei MA5683T, jenž nabízí možnost připojení až šesti karet GPON, XGPON (10G-GPON) nebo EPON (Ethernet PON). V rámci sítě GPON byla použita její nejvyšší specifikovaná útlumová třída C+, jejíž parametry jsou vystiženy v Tab.2.

V testu byla pro OLT použita základní konfigurace, jenž obsahovala jen nejnutnější nastavení a registrované koncové jednotky pro dosažení funkční PON sítě. ODN (Optickou distribuční síť) tvořilo optické vlákno o délce 20 km, jenž bylo následně zapojeno do pasivního rozbočovače. Pro testovací účely této práce byly k dispozici pasivní rozbočovače o dělících poměrech 1:2, 1:4, 1:8 a 1:16. V síti byly zapojeny 3 koncové jednotky. Kompletní schéma zapojení je na Obr. 2

Proud I_F [mA]	Optický výkon [dBm]	Optický výkon P_f [mW]
5	-22,69	0,00538
10	-0,51	0,889
15	4,28	2,68
20	6,5	4,47
25	7,98	6,28
30	9,02	7,98
35	9,85	9,66
40	10,57	11,4
45	11,16	13,1
50	11,8	15,1
55	12,26	16,8
60	12,58	18,1

Tabulka 1: Naměřené hodnoty optického výkonu v závislosti na proudu IF

Tabulka 2: Přenosové parametry útlumové třídy C+[3]

Přenosové parametry optické třídy C+	Sestupný směr	Vzestupný směr
Vlnová délka	1490 nm	1310 nm
Přenosová rychlost	2,488 Gbit/s	1,24 Gbit/s
Minimální vysílací výkon	3 dBm	0,5 dBm
Maximální vysílací výkon	7 dBm	5 dBm
Maximální citlivost přijímače	$-32 \mathrm{dBm}$	-30 dBm
Dosah	20 km	20 km

4.1 METODIKA TESTOVÁNÍ

Po ověření referenčních hodnot byl laser připojen společně s ONU do pasivního rozbočovače. V případě dělícího poměru 1:2 byly připojené ONU měněny postupně, zatímco u vyšších dělících poměrů byly připojeny všechna ONU současně.

Jak bylo vyobrazeno na Obr. 2, cílem měření bylo zarušení živícího vlákna, tj. vlákno mezi OLT a pasivním rozbočovačem. Úspěšným zarušením vlnové délky 1310 nm, by došlo k desynchronizaci OLT a ONU a ztrátě připojení ONU k PON síti. Nastavení I_F probíhalo krokově po 5 mA a po zjištění přibližné oblasti výpadku byla výsledná hodnota zjištěna s přesností na desetiny.



Obrázek 2: Schéma zapojení sítě testovací sítě GPON

4.2 VÝSLEDKY

Měření probíhalo na třech modelech ONU od společnosti Huawei. Konkrétní modely jsou vyobrazeny na Obr. 2. Výsledky měření se pro všechny modely odlišovaly minimálně, a proto se v Tab. 3 nacházejí výsledky pouze pro nejvyšší model, a sice model HG8247h.

Dělící poměr [–]	Proud I_F [mA]	Přibližný optický výkon P_f [mW]
1:2	26,6	~6,5
1:4	43,4	~ 12
1:8	75,7	~19,5

Tabulka 3: Výsledky pro měření u ONU HG8247h

Z výsledků je patrné, že ačkoliv byl použit výkonný CW laser, nebylo možné úspěšně zarušit dělící poměry nad 1:8, kde již laser vyzařoval svůj téměř maximální výkon.

Přesnost výsledků může být zkreslena absencí spektrální analýza CW laseru a ONU za účelem zjištění možného odstupu od pilotní vlnové délky 1310 nm. Dále hodnoty P_f v Tab. 3 nelze považovat za směrodatné, protože přesné hodnoty optického výkonu v závislosti na proudu I_F nebyly změřeny.

Přesto lze z měření vyvodit závěr, že byť PON nedisponují mechanismem na obranu vůči této konkrétní formě útoku, lze samotnou finanční nákladnost v kombinaci s potřebou fyzického přístupu k prvkům PON sítě považovat jako dostatečnou ochranou.

5 ZÁVĚR

Cílem práce bylo realizovat DoS útok na plně funkční testovací GPON síť. Útok byl proveden pomocí výkonného CW laseru typu DFB s chlazením TEC. Úspěšně byla zarušena komunikace pro dělící poměry 1:2, 1:4 a 1:8. K úspěšnosti útoku pro vyšší dělící poměry by bylo zapotřebí vyššího optického výkonu. Na základě výsledků lze konstatovat, že leč je komunikaci v PON pomocí CW laseru možné narušit, vyžaduje tento útok přístup k velmi drahým přístrojům, jmenovitě laserům, případně optickým zesilovačům. Dále by útočník musel získat fyzický přístup k pasivnímu rozbočovači nebo ONU dané PON sítě, aby mohl laser do PON připojit.

REFERENCE

- [1] KEISER, Gerd *FTTX concepts and applications*. Hoboken, N.J.: IEEE, 2006. ISBN 978-0-471-70420-1.
- HORVATH, Tomas, Lukas MALINA a Petr MUNSTER. On security in gigabit passive optical networks. 2015 International Workshop on Fiber Optics in Access Network (FOAN) [online]. IEEE, 2015, 51-55 [cit. 2018-11-15]. DOI: 10.1109/FOAN.2015.7320479. ISBN 978-1-4673-7625-9. Dostupné z: http://ieeexplore.ieee.org/document/7320479/
- [3] Key Differences Between GPON SFP Class B+ and C+. [Online]. [cit.2018-12-10]. Dostupné z URL: http://gponsolution.com/key-differences-gpon-sfp-class-b-c.html.
- [4] Distributed Feedback Lasers. [Online]. [cit.2018-12-10].Dostupné z URL: https://www.rp-photonics.com/distributed-feedback-lasers.html.
- [5] Futjisu 1,310nm MQW-DFB CATV Laser FLD3F7CZ. [Online]. [cit.2018-12-10]. Dostupné z URL: https://datasheet.live/FLD3F7CZ-datasheet.html.

SOFTWARE DEFINED RADIO FOR LORAWAN

Ondřej Pospíšil

Master Degree Programme (2), FEEC BUT E-mail: xpospi89@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Radek Fujdiak E-mail: fujdiak@feec.vutbr.cz

Abstract: Paper deals with LoRaWAN communication listening with the usage of software defined radio. The main focus is on capturing unencrypted physical layer communication (LoRa). The process and requirements of capturing by GNU Radio software is described. Furthermore, an example of decryption is presented. Lastly, the requirements for capturing and deciphering of a LoRaWAN MAC layer message are described.

Keywords: LoRaWAN, LoRa, SDR, GNU Radio

1 ÚVOD

LoRaWAN (Long Range Wide Area Network) patří mezi technologie rozsáhlých sítí s nízkou spotřebou energie (Low Power Wide Area Network) [1]. Tyto technologie jsou nyní hojně využívány v rámci senzorických měření v IoT (Internet of Things) [2]. LoRaWAN se skládá z fyzické vrstvy na které neprobíhá šifrovaný provoz a z vrstvy MAC, která definuje šifrovaný provoz protokolu Lo-RaWAN [3]. Tento článek se zaměřuje na tvorbu SDR (softwarově definovaného radia) pro fyzickou vrstvu LoRa (Long Range), zachycení paketu a dekódování na této vrstvě. Zachycení je realizováno pomocí softwarově definovaného radia a to především pomocí softwaru GNU Radio.

2 ODPOSLECH PŘENOSU

V rámci práce byl zachytáván přenos fyzické vrstvy LoRa. Pro testování byla vytvořena vlastní infrastruktura pro síť LoRaWAN. Byla zkonstruována vlastní brána na desce ic880a [4], pro vysílání bylo použito zařízení The Things UNO a byl vytvořen i experimentální síť ový server na open source řešení LoRa server [5]. Vysílání bylo zachytáváno pomocí zařízení RTL-SDR a LimeSDR mini. K zachycení a dekódování byl použit software GNU Radio.

V GNU Radiu byly sestaveny bloky pro zachycení komunikace fyzické vrstvy LoRa, sestavení jednotlivých bloků lze vidět na obrázku 1. Nejdříve byl použit blok RTL-SDR, který slouží jako zdroj signálu zařízení RTL-SDR, blok umožňuje převést signál ze zařízení do GNU Radia. Tento blok byl propojen se dvěma dalšími bloky WX GUI FFT Sink a LoRa Rceiver. První jmenovaný blok se chová jako spektrální analyzér, který aplikuje krátkodobou Fourrierovu transformaci. V tomto bloku byla nastavena vzorkovací frekvence na 1 MHz a frekvence základního pásma na 868 MHz. Jedná se o blok, který zprostředkovává grafické rozhraní. Druhý blok umožňuje příjem a dekódování LoRa signálu, tento blok pochází z knihovny gr-lora od autora rpp0 [6]. Blok byl nastaven pro zachytávání a dekódování na frekvenci 868,100 MHz spreading factor byl zvolen na hodnotě 12. Posledním blokem je Message Socket Sink tento blok vytvoří zprávu z příchozích dat a posílá je na adresu 127.0.0.1 (loopback) a díky tomu je poté možné zachytit zprávu pomocí Wiresharku.

Na obrázku 2 lze vidět zachycení vysílání LoRa pomocí bloku WX GUI FFT Sink, který je grafickým rozhraním pro zachycení signálu v GNU Radiu. Na obrázku je také zobrazen výpis z konzole GNU Radia, který obsahuje dekódovanou zprávu pomocí bloku LoRa Receiver.

Na obrázku 3 lze vidět zachycení signálu LoRa v rámci softwaru CubicSDR kde lze vidět rozprostření modulace LoRa založené na modulaci Chirp Spread Spectrum při nastavení zařízení na Spreading Factor 12, šířka pásma při vysílání byla nastavena na 125 kHz.



Obrázek 1: Bloky v GNU Radiu pro zachycení **Obrázek 2:** Ukázka zachycení v grafickém rozkomunikace LoRa. hraní GNU Radia a výpis z konzole GNU Radia.





3 DEKÓDOVÁNÍ FYZICKÉ VRSTVY

Po zachycení signálu byl text dekódován pomocí Wiresharku, jak lze vidět na obrázku 4. Pokud je signál vysílán pouze pomocí modulace LoRa a není do vysílání začleněna vyšší MAC vrstva tak jsou data posílána nešifrovaně, pouze v hexadecimálním tvaru. Na obrázku 5 lze vidět popis paketu při vysílání pomocí modulace LoRa. Paket byl zachycen pomocí GNU Radia a pomocí bloku LoRa Receiver byl obsah dekódován na hexadecimální posloupnost. Na obrázku lze vidět rozdělení podle bajtů a ukázku nezašifrovaného přenosu. Zachycena byla tato hexadecimální posloupnost: 11 31 b0 e0 4e 45 53 49 46 52 4f 56 41 4e 59 5f 54 45 58 54 7a d1.

-	*Loopback: lo		- + ×
File Edit View Go Capture Ana	alyze <u>S</u> tatistics Telephon <u>y</u> <u>W</u>	<u>/</u> ireless <u>T</u> ools <u>H</u> elp	
	🙆 । ९ 👄 🌩 警 🗿	š 🛃 📃 🔍 Q	. €, ፹
udp.dstport == 40868 && !icmp		\times \rightarrow \cdot	Expression +
No. Time Source 63 49.071732617 127.0.0.1 153 138.054124755 127.0.0.1	Destination 127.0.0.1 127.0.0.1	Protocol Lengtr Info UDP 67 34990 UDP 67 34990	- 40868 Len=25 - 40868 Len=25
397 211.082285586 127.0.0.1	127.0.0.1	UDP 79 34990	- 40868 Len=37
 Frame 397: 79 bytes on wire (6 Ethernet II, Src: 00:00:00 00: Internet Protocol Version 4, S User Datagram Protocol, Src Po Data (37 bytes) 	32 bits), 79 bytes captured 00:00 (00:00:00:00:00:00:00), 17c: 127.0.0.1, Dst: 127.0.0 rt: 34990, Dst Port: 40868	(632 bits) on interface (Dst: 00:00:00_00:00:00 (0) .1)):00:00:00:00:00)
0000 00 00 00 00 00 00 00 00 00	00 00 00 08 00 45 00	· · · · · · · · · · · · E·	
0010 00 41 03 T5 40 00 40 11 38 0020 00 01 88 ae 9f a4 00 2d fe	40 00 00 00 00 00 00 ····	0.0.8	
0030 00 00 00 00 00 00 16 00	11 31 b0 e0 4e 45 53 ····	···· 1··NES	
0040 49 46 52 4f 56 41 4e 59 5f	54 45 58 54 7a d1 IFRO	VANY _TEXTZ+	

Obrázek 4: Zachycení zprávy v programu Wireshark.

0 až 65536 bajtů	0 až 8 bajtů	255 baļtú	2 bajty	
Fyzická vrstva LoRa				
Preambule	Synchronizační zpráva	Payload	CRC	
11 31 b0 e0		4e 45 53 49 46 52 4f 56 41 4e 59 5f 54 45 58 54 N E S I F R O V A N Y _ T E X T	7a d1	

Obrázek 5: Rozdělení zachycené zprávy v rámci formátu LoRa vrstvy.

4 NÁVRH PRO MAC VRSTVU LORAWAN

Pro dekódování protokolu LoRaWAN je nutné mít k dispozici klíče jako NwkKey a AppKey a také relační klíče z těchto klíčů odvozené. Pomocí reverzního inženýrství je třeba zjistit jak jsou klíče šifrovány a jak toto šifrování prolomit. Klíče jsou šifrovány pomocí AES-128 zahrnující metody AES128 Cipher-based Message Authentication Code (CMAC), AES128 Counter with CBC-MAC (CCM), AES128 Electronic Codebook (ECB). Je tedy nutné zachytit jednotlivé klíče a pokusit se prolomit šifrování na MAC vrstvě.

Na obrázku 6 lze vidět uložené informace (klíče a identifikátory) na jednotlivých prvcích sítě Lo-RaWAN 1.1 a také zprávy, které jsou přenášeny při registraci zařízení pomocí OTAA (Over-the-Air Activation) do sítě a informace (především klíče), které tyto zprávy nesou. Na každém zařízení při této registraci musí být uloženy klíče NwkKey a AppKey z těchto klíčů jsou poté postupně odvozeny další klíče.



Obrázek 6: Přenos informací při aktivaci pomocí OTAA.

5 ZÁVĚR

Článek se zabýval zachytáváním a dekódováním signálu vysílaného pomocí modulace LoRa, která pracuje jako fyzická vrstva u protokolu LoRaWAN. Zachycení a dekódování bylo realizováno pomocí GNU Radia ve kterém byli vytvořeny bloky pro toto odchycení. Dále byl pro dekódování použit program Wireshark. Byla zachycena zpráva vyslaná na frekvenci 868,100 MHz tato zpráva byla dekódována a jde tedy vidět, že komunikaci na fyzické vrstvě lze odposlouchávat.

Dále by měla být do toho procesu zapojena i vyšší MAC vrstva protokolu LoRaWAN, aby jej bylo možno dešifrovat je potřeba použít klíče, které jsou tajné a jsou taktéž přenášeny šifrovaně.

REFERENCE

- [1] LoRa Aliance[online]. Fermont: LoRa AllianceTM [cit. 2019-03-14]. Dostupné z: https://lora-alliance.org/
- [2] Mekki, K.; Bajic, E.; Chaxel, F.: Comparative study of LPWAN techno-logies for large-scale IoT deployment. ICT Express, 2018.
- [3] LoRaWANTM Specification v1.1 [online]. Beaverton, OR 97003, USA: LoRa Alliance, 2017 [cit. 2019-03-14]. Dostupné z: https://lora-alliance.org/sites/default/files/2018-04/lorawantm_specification_-v1.1.pdf
- [4] WiMOD iC880A. In: WiMOD iC880A DATASHEET [online]. 47475 KAMP-LINTFORT GERMANY: IMST, 2014 [cit. 2019-03-27]. Dostupné z: https: //webshop.ideetron.nl/Files/3/1000/1211/Attachments/Product/ IB4c6A1J5Uh6Ej5D3i6cQ88q1P2D1404.pdf
- [5] LoRaServer [online]. GitHub, 2016 [cit. 2019-03-27]. Dostupné z: https://www. loraserver.io
- [6] Gr-lora. *GitHub* [online]. rpp0, 2016 [cit. 2019-03-27]. Dostupné z: https://github.com/ rpp0/gr-lora

COEXISTENCE BETWEEN LTE AND LORA SYSTEMS IN THE 2.4 GHZ ISM BAND

Martin Potočňak

Master Degree Programme (2), FEEC BUT E-mail: xpotoc03@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Stanislav Rozum

E-mail: xrozum00@stud.feec.vutbr.cz

Abstract: This work deals with the study of coexistence scenarios that can occur between wireless systems LTE and LoRa in the 2.4 GHz ISM band. For this purpose an appropriate measurement setup is proposed and realized. The proposed concept enables to provide automatic measurements of the considered coexistence scenarios. It is achieved by the connection of the measurement devices with a switch, a personal computer (PC) and software MATLAB. Functionality of the realized measurement setup is verified by experimental measurements.

Keywords: LTE, LoRa, coexistence, interference, guard band, ISM band, RF measurement

1 ÚVOD

Každým rokom sa zvyšuje dopyt po zariadeniach pracujúcich v sieti tzv. Internet of Things (IoT) [1]. Medzi tieto zariadenia patria napríklad senzory v tzv. chytrých domácnostiach (napr. termostat, svietenie, klimatizácia), zariadenia na monitorovanie počasia, bezdrôtové prenosné zariadenia a iné. V tomto odvetví čoraz väčšie uplatnenie získáva bezdrôtový komunikačný systém LoRa (Long Range) [1]. Umožňuje realizovať bezdrôtový spoj na vzdialenosti viac než 10 km pri nízkej energetickej náročnosti koncových zariadení, čím sa dosiahne životnosť batérií takmer 10 rokov.

LTE (Long Term Evolution) je pomenovanie pre mobilnú sieť predstavenú ako nástupcu systému Universal Mobile Telecommunications System (UMTS) [2]. Umožňuje poskytovanie mobilných služieb v rôznych prenosových módoch pri rôznych systémových nastaveniach. V súčasnosti sa využíva hlavne v UHF pásme, ale v budúcnosti sa počíta s jeho masívnym rozšírením aj do bezlicenčného pásma Industry, Scientific and Medical (ISM) 2,4 GHz a 5 GHz.

V súčasnosti je systém LoRa licencovaný pre rádiofrekvenčné pásmo (RF) 863 až 870 MHz v Európskej Únii, avšak vývojár daného systému Semtech uviedol na trh tranceiver pracujúce v pásme ISM 2,4 GHz [3]. Následkom toho vzniká možný problém koexistencie so systémom LTE využívanom v pásme 2,3 až 2,4 GHz alebo Wi-Fi na 2,4 GHz. V tomto článku je prezentované automatizované laboratórne pracovisko na meranie koexistenčných scenárov, ktoré môžu vzniknúť medzi systémami LTE a LoRa, používaných v pásmu 2,4 GHz.

2 KOEXISTENCIA SYSTÉMOV LTE A LORA

Možný koexistenčný scenár systémov LTE a LoRa v pásmu 2,4 GHz je zobrazený na Obrázku. 1. Ako je vidieť, vzájomná koexistencia medzi spomínanými systémami môže nastať na okraji kmitočtu 2,4 GHz, pričom k spoločnému prekrytiu RF spektier nedochádza. Ochranné pásmo (tzv. guard band – *GB*) medzi RF spektier je 1 MHz. V závislosti na veľkosti interferencie môže dochádzať ku degradácie prijatého signálu, stratu synchronizácie či úplný výpadok služby rušeného LTE systému. Interferenciu je možné potlačiť znížením hodnoty výkonu signálu či zvýšením veľkosti parametru *GB* medzi RF signály. Práca sa zaoberá koexistenčným scenárom uvažujúcim neprekrývajúce sa RF pásma (tzv. adjacent coexistence scenario) oboch signálov v oblasti 2,4 GHz.



Obrázok 1: Koexistencia systémov LTE a LoRa v RF pásmu 2,4 GHz

2.1 MERACIE PRACOVISKO PRE MERANIE KOEXISTENCIE MEDZI LTE A LORA

Pre meranie koexistenčných scenárov (rôzne hodnoty parametru GB) bolo realizované navrhnutého meracieho pracovisko a jeho blokové schéma je na Obrázku 2. Na generovanie oboch LTE a LoRa signálov je použitý signálový generátor R&S SMU200A. Prístroj SMU200A obsahuje LTE modul pre vygenerovanie LTE signálu. Pre vygenerovanie LoRa signálov (pri uvažovaní rôznych systémových parametrov) boli použité tzv. waveform-y dostupných od výrobcu daného zariadenia. Vygenerované LTE (po definovaní systémových parametrov) a LoRa signály boli následne zlúčené a pomocou Willkinsonova deliča sú súčasne vedené do signálových analyzátorov R&S FSQ a R&S FSP. Prvý prístroj analyzuje signál LTE s ohľadom na parameter Error Vector Magnitude (EVM) [2], zatial ten druhý slúži na zobrazenie RF spektier LTE a LoRa signálov a meranie výkonových úrovní v uvažovanom RF kanále. Automatizované meranie znižuje časovú náročnosť merania a zamedzuje vzniku možným nepresnostiam pri ručnom meraní hodnôt. Pracovisko je ovládané v programe MATLAB, ktorý komunikuje s prístrojmi cez sieť LAN pomocou sieť ového prepínača NETGEAR GS108Tv2. Vyžaduje sa Instrument Control Toolbox, ktorý realizuje samotné prepojenie prístrojov protokolom Virtual Instrument Software Architecture (VISA). Textové príkazy Standard Commands for Programmable Instruments (SCPI) následne realizujú nastavenie a ovládanie prístrojov potrebné k správnemu zmeraniu a uloženiu nameraných hodnôt do textového súboru k záverečnej analýze. Doba merania vybranej konfigurácie parametrov trvá približne 4 minúty. Meracie pracovisko s možnosťou automatizovaného merania je zobrazené na Obrázku 2.



Obrázok 2: Navrhnuté automatizované meracie pracovisko pre meranie koexistencie LTE a LoRa

3 EXPERIMENTÁLNE MERANIE

Pre vyhodnotenie odolnosti systému LTE voči LoRa sa požíva parameter tzv. protection ratio (PR), ktorý sa určí ako *PR* [dB] = *C* [dBm] – *I* [dBm], kde *C* je úroveň signálu na vstupu LTE prijímača a *I* je úroveň rušiaceho signálu LoRa. Pre meranie sa uvažuje konštantná hodnota C= -60 dBm. Na začiatku merania úroveň rušiaceho LoRa signálu je nastavené na -90 dBm. Tá sa potom postupne zvyšuje až do úrovne, kde EVM limity [2] pre jednotlivé modulácie LTE signálu (QPSK, 16QAM, 64QAM) sú ešte splnené. Pri týchto podmienkach je určená hodnota parametru *PR*.





Obrázok 3: Závislosť parametrov PR na GB pre rôzne modulácie použitých v systému LTE.

V práci sa uvažuje *GB* do 5 MHz. Takže od 1 MHz až do 5 MHz po 500 kHz je vypočítaná hodnota *PR*. Stredná frekvencia LTE signálu je závislá na jeho šírke pásme (BW_{LTE}), zatiaľ čo pracovná frekvencia LoRa signálu sa mení na základe jeho šírke pásma (BW_{LORA}) a hodnoty *GB*.

Obrázok 3 zobrazuje závislosť hodnôt *PR* a na *GB* pre vybrané systémové parametri oboch systémov. Zobrazené závislosti boli získané pri systémových parametroch: LTE downlink - šírka pásma 1,4 a 10 MHz, kódový pomer 1/3, modulácia QPSK, 16QAM a 64QAM; LoRa - šírka pásma 125 a 500 kHz, kódový pomer 4/5, spreading factor (SF) 10 [1].

Z priebehov kriviek na oboch obrázkoch je vidieť, že so zvyšujúcou sa hodnotou *GB* klesá požadovaná hodnota *PR*. To znamená, že so zvyšujúcou hodnotou *GB* je LTE signál viac odolnejší voči LoRa signálu. Zo získaných kriviek je ďalej vidieť, že LTE signál pri použitiu modulácie QPKS je najodolnejší voči rušiacemu LoRa systému. Celková odolnosť LTE systému je však závislá nielen na parametru *GB* ale aj na hodnotách BW_{LTE} a BW_{LORA} .

4 ZÁVER

V tomto článku bola študovaná koexistencia systémov LTE a LoRa v ISM pásme 2,4 GHz. Pre tento účel bolo navrhnuté meracie pracovisko s možnosťou automatizovaného meranie uvažovaných scenárov. Správnosť navrhnutej koncepcie bola overená experimentálne. V ďalšej časti práci bude realizované meranie koexistencie uvažovaných systémov s využitým viacerých kombinácií parametrov obidvoch systémov.

POĎAKOVANIE

Tento příspěvek vznikl za podpory projektu MŠMT LTC18021 (FEWERCON) a interního grantu VUT FEKT-S-17-4426. Výzkum popsaný v této práci byl realizovaný v laboratořích podpořených projektem Centrum senzorických, informačních a komunikačních systémů (SIX); registrační číslo CZ.1.05/2.1.00/03.0072, operačního programu Výzkum a vývoj pro inovace.

REFERENCIE

- [1] Augustin, A. and et al., "A Study of LoRa: Long Range & Low Power Networks for the Internet of Things," *Sensors*, vol. 16, no. 9, pp. 1-18, Sept. 2016.
- [2] Polak, L. and et al., "Coexistence Between DVB-T/T2 and LTE Standards in Common Frequency Bands," *Wireless Pers. Commun.*, vol. 88, no. 3, pp. 669-684, June 2016.
- [3] SX1280/1281 Long Range, Long Power 2.4 GHz Transceiver with Ranging Capability. Datasheet [online]. 2018-5, [cit. 2019-3-7].
 Dostupné z https://www.semtech.com/products/wireless-rf/24-ghz-transceivers/sx1280

SOFTWARE DEFINED RADIO FOR SIGFOX TECHNOLOGY

Jakub Přibyl

Master Degree Programme (2), FEEC BUT E-mail: xpriby14@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Radek Fujdiak E-mail: fujdiak@feec.vutbr.cz

Abstract: This article deals with LPWAN technology Sigfox and its radio communication between end device and base station. The goal is to use SDR device to capture uplink frame sent by end device, demodulate and decode this frame. This is done with use of DVB-T tuner NooElec NESDR Mini 2 and CubicSDR and renard-phy software.

Keywords: LPWAN, SDR, Sigfox

1 ÚVOD

Internet věcí je velmi aktuální a stále se rozvíjející odvětví, které se zabývá přenosem dat pomocí bezdrátových technologií. Jednotlivé technologie se pak odlišují podle dosahu, množství přenesených dat a rychlostí. Cílem IoT je propojit zařízení, které jsou schopny usnadnit lidem život a lidé je budou schopny ovládat [1]. Tato práce je především zaměřená na technologii LPWAN (Nízkoenergetické sítě na velkou vzdálenost) a konkrétně na úzkopásmovou technologii Sigfox. Důvodem vybrání technologie je to, že je nešifrovaná a její komunikace probíhá nad šumem [2]. Díky tomu je zachycení přenosu možné realizovat jen pomocí DVB tuneru a vhodně zvoleného SW.

Cílem práce je prozkoumat možnosti softwarově definovaného rádia Sigfox, provést demodulaci a dekódování posílaných zpráv. Výsledkem práce je vybrání vhodného HW i SW pro zachytávání, zprovoznění komunikace mezi zařízením a Sigfox sítí, zachycení rádiové komunikace a dekódování zachycené zprávy. Ta je porovnána se zprávou, která je poslána do cloudu.

2 TECHNOLOGIE SIGFOX

Sigfox je proprietární LPWAN technologie vyvinuta francouzskou společnosti Sigfox S.A. v Toulouse. Zaměřuje se především na poskytování levné konektivity na velké vzdálenosti s omezenou velikostí přenášených dat. Funguje v nelicencovaných ISM pásmech pod 1 GHz, konkrétně v 868 MHz pro Evropu. Výhodou 868 MHz pásma je minimální rušení, ale také podléhá regulacím, co se týče posílání zpráv. Je tedy možné poslat maximálně 140 uplink zpráv o velikosti 12 B a pro downlink 4 zprávy o velikosti 8 B. Přenos uplink zpráv je omezen na 100 b/s a využívá DBPSK klíčování. Přenos downlink zprávy má rychlost 600 b/s a využívá GFSK klíčování. Jednou z největších výhod technologie je velká životnost baterie a pokrytí obrovských vzdáleností. Přenos není šifrován, jelikož je šifrování více energeticky náročné. Sigfox tímto způsobem nabízí možnost každé firmě implementovat svoje šifrování. Bezpečnost mezi základnovými stanicemi a Sigfox cloudem je zajištěna pomocí VPN připojení a autentizačních klíčů [2]. Každé zařízení má svoje unikátní ID, které se přenáší v každé zprávě. Kromě ID je během výroby přiřazen také symetrický autentizační klíč a PAC, který slouží k registraci zařízení např. do cloudu. Aby se předešlo replay útoku, je ve zprávách přiřazeno sekvenční číslo (SEQ). Jedná se o jednoduchý čítač, který se zvýší o 1, pokud je zpráva poslána do cloudu [3].



Obrázek 1: Zachycená komunikace všech tří rámců uplink zprávy technologie Sigfox.

Rámce jsou posílány celkem tři v krátkém časovém rozmezí (viz obr. 1). Všechny tři rámce nesou stejnou zprávu na jiných frekvencích v rozmezí 868,034 MHz až 868,226 MHz a v jiném čase. Díky tomu je snížena šance kolizí a větší šance na doručení zprávy. Přenos je nesynchronizovaný a nedochází k žádné výměně synchronizačních rámců. Maximální velikost rámce je velikosti 26 B. V rámci je zahrnuta preambule, synchronizační rámec (typ přenášeného rámce), ID zařízení, samotná data (payload), autentikační část a FCS, který slouží pro detekci chyb. Velikost jednotlivých částí rámce lze vidět v tab. 1 [4].

4 B	2 B	4 B	0 až 12 B	různé	2 B
Preambule	Synchr.	ID koncového	Data	Autont	FCS
	rámec	zařízení	Data	Autom.	res

Tabulka 1: Složení uplink rámce.

3 REALIZACE ZACHYTÁVÁNÍ

Pro realizování zachytávání posílání od koncového zařízení je potřeba vybrat vhodný HW i SW. V rámci HW je potřeba vybrat koncové zařízení a zařízení, přes které je možné realizovat zachytávání. SW část zahrnuje program pro zachytávání a program pro demodulaci a dekódování rámce. Dále je zpráva dekódována a porovnána se zprávou v cloudu.

3.1 VÝBĚR HW A SW

Jako koncové zařízení byl vybrán Sigfox Sens'it 2.1, který byl poskytnut školou. Jelikož koncové zařízení musí být schváleno sítí Sigfox, je zařízení nejlepší volbou skrz dostupnost. Slouží primárně k demonstrování možností sítě Sigfox a slouží k vývoji. Senzor je určen k měření teploty, detekce otevření dveří apod. Data lze poté zobrazit v Sigfox cloudu. Zařízení vysílá ve frekvenčním pásmu 868 MHz. Pro zachytávání byl vybrán DVB-T NooElec NESDR Mini 2 tuner upravený pro SDR. Tuner má v sobě čip R820T2, který je pro zachytávání v těchto frekvencích jedním z nejlevnějších, ale zároveň nejčastěji používaným. Zařízení je schopné zachytávat frekvence v rozmezí 25 MHz až 1700 MHz. Zobrazovací okno má velikost 3,2 MHz v reálném čase, což je dostačující pro zobrazení celého spektra v pásmu 868 MHz. Airspy mini používá stejný čip, ale díky dalším komponentům má o něco větší zobrazovací okno. Cena je však mnohem vyšší než u NESDR Mini 2 a proto je

vhodnější pro tyto účely právě NESDR Mini 2. Pokud by bylo vyžadováno vysílání, je nutné si vybrat alternativu v podobě např. LimeSDR mini nebo HackRF. Ty mají zároveň mnohem větší zobrazovací okno a používají jiné čipy. Cílem této práce však není vysílání, proto je použit NESDR Mini 2. Všechny parametry porovnaných zařízení jsou možné vidět v tabulce 2. Software pro zachytávání byl zvolen CubicSDR, který je schopen ukládat zachytávání v souborech .wav, což je poté možné využít v programu, který je využit pro demodulaci a dekódování renard-phy. Oba programy pracují na virtuálním stroji s OS Linux, konkrétně verze Ubuntu 18.04.2 LTS.

	NESDR Mini 2 [5]	Airspy mini [6]	LimeSDR mini [7]	HackRF [7]
Frekvence	25 - 1700 MHz	24 - 1700 MHz	10 MHz - 3,5 GHz	1 MHz - 6 GHz
RF frekvence	3,2 MHz	6 MHz	30,72 MHz	20 MHz
TX výkon	N/A	N/A	až 10 dBm	až 15 dBm
Použité čipy	R820T2	R820T2	LMS7002M	RFFC5071
Vysílač	Ne	Ne	Full-duplex	Half-duplex
Cena	21 dolarů	100 dolarů	159 dolarů	300 dolarů

Tabulka 2 [.]	Porovnání zařízení	pro zachytávání
1a0u1ka 2.	1 010 vitain Zanzein	pro zacinytavam.

3.2 ZACHYCENÍ A DEKÓDOVÁNÍ RÁMCE

Rámce byly zachyceny pomocí NESDR Mini 2 v programu CubicSDR (viz obr. 1). Přenos je nutné zachytit jako I/Q signál, aby bylo možné využít program renard-phy pro demodulaci a dekódování. I/Q signál je označován jako signál, jehož okamžitá hodnota signálu lze vyjádřít komplexním číslem v daný okamžik. I a Q zastupují reálnou a imaginární část (in-phase a quadrature). IQ signál je tvořen dvěmi sinusoidami o stejné frekvenci, které mají oproti sobě fázový posuv 90 stupňů. V této realizaci je CubicSDR schopen zachytávat I/Q signál a uložit jej jako soubor s koncovkou .wav jen pro šířku pásma 48 kHz, což má za následek, že při přenosu je ve většině případů zachycen pouze jeden rámec.

	Time		Dela	ıy (s)	Data / Decoding			
	2019-03-13	19:25:51	< 1		a85a3e24			
Communica	ation status	Device type	Id	-	Name 🌲	Activation date	Gro	oup
()	Sensit	210	503	Sensit	2018-12-10 16:16:45	Přil	oyl Dev

Obrázek 2: Zpráva v Sigfox cloudu.

Z cloudu (viz obr. 2) je možné vidět, že byla obdržena zpráva a85a3e24 na zařízení, které má ID 210503. Ve zprávě jsou obsaženy údaje o módu (tlačítko, časový rámec), časovém rámci, typu (tlačítko, měření teploty, senzor dveří apod.) a stavu baterie. Z této zprávy lze zjistit, že se jedná o stisknutí tlačítka a stav baterie je 4 V. Po uložení souboru se zachyceným rámcem je potřeba rámec dekódovat. Je využit program renard-phy, ze kterého lze zjistit údaje z obr. 3. Renard-phy je schopen zobrazit kromě samotného payloadu a ID zařízení také vyčíst sekvenční číslo, ktere vidět v cloudu nelze. V cloudu také nelze vidět zpráva pouze po demodulaci před provedením samotného dekódování.
[Frame 0]: Conte	ent: 59805db4246f9c0d661aebf80924c79			
Frame 0]: Decoding with renard:				
Downlink request	t: no			
Sequence Number	: 7cf			
Device ID	: 00210503			
Payload	: a85a3e24			
CRC	: OK			
MAC	: didn't perform check, provide secret key to check MAC			

Obrázek 3: Výstup programu renard-phy.

4 ZÁVĚR

Cílem této práce bylo zachytnout, demodulovat a dekódovat Sigfox zprávu, která byla poslána z koncového zařízení. To bylo dosaženo pomocí vybraného zařízení NooElec NESDR Mini 2 a vybráním vhodného softwaru CubicSDR a renard-phy. Práce bude dále pokračovat se zaměřením na zachycení všech tří rámců a jejich dekódování. Dále se bude testovat zachycení downlink rámce a zachycení registrace zařízení do sítě.

- [1] HANES, D.; SALGUEIRO, G.; GROSSETETE, P.;BARTON, R.; HENRY, J. IoT fundamentals: networking technologies, protocols, and use cases for the Internet of things. Indianapolis, IN: Cisco press, 2017, xxxi, 543 pages, ISBN 978-1-58714-456-1.
- [2] Sigfox. Sigfox technology overview [online]. Dostupné z: <https://www.sigfox.com/ en/sigfox-iot-technology-overview>
- [3] Sigfox Sigfox Secure Sigfox Ready devices [online]. Dostupné z: http://www.aerea.nl/wp-content/uploads/2018/06/secure-Sigfox-Ready-devices-recommendation-guide-II.pdf>
- [4] POOLE, I.; SigFox for M2M & IoT. Electronics notes [online]. Dostupné z: <https: //www.electronics-notes.com/articles/connectivity/sigfox/ what-is-sigfox-basics-m2m-iot.php)
- [5] Nooelec NESDR series product page [online]. Dostupné z: <https://support.nooelec. com/hc/en-us/articles/360005805834-NESDR-Series>
- [6] Airspy Airspy Mini The Ultimate Performance in a Dongle Form Factor [online]. Dostupné z: https://airspy.com/airspy-mini/
- [7] Crowd Supply LimeSDR Mini by Lime Microsystems. [online]. Dostupné z: <https://www.crowdsupply.com/lime-micro/limesdr-mini>
- [8] Great Scott Gadgets HackRF One Dostupné z: <https://greatscottgadgets.com/ hackrf/one/>
- [9] SLÁDEK, O. Analyzátor RFID signálů jako SW radio na bázi USB DVB-T přijímače. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2015. 44 s.

Magisterské projekty

Kybernetika a automatizace

COMPACTRIO MODULE FOR SERVOMOTOR CONTROL

Daniel Macek

Master Degree Programme (2), FEEC BUT E-mail: xmacek23@stud.feec.vutbr.cz

> Supervised by: Libor Veselý E-mail: veselyl@feec.vutbr.cz

Abstract: The paper deals with the design of a user card for the National Instruments CompactRIO platform. The proposed module allows control of servomotors such as BLDC or PMSM, with the possibility of being connected as a feedback sensor or a mains probe. The article describes the principle of functioning of the module together with the description of selected basic components.

Keywords: CompactRIO, NI, PMSM, BLDC motor

1 ÚVOD

Servomotory jsou v dnešní době používány stále častěji. Především je lze nalézt v použití, kde je potřeba přesných polohovacích prací jako například v CNC strojích. Ovšem pro výuku studentů je vhodné se nejprve zaměřit na naučení řízení servomotoru. Především z tohoto důvodu vznikl požadavek na výrobu modulu pro měřící a řídící systém společnosti National Instruments CompactRIO.

Požadavky na modul byly především, aby byl schopen řídit dva typy motorů, Synchronní motor s permanentními magnety (PMSM) a nebo Stejnosměrný bezkartáčový motor (BLDC). Napájecí napětí těchto motorů má být volitelné mezi hodnotami 12, 24 a 36 Voltů. Dalším požadavkem je možnost připojení zpětné vazby a to jak z optického inkrementálního rotačního snímače, nebo z hallových snímačů.

2 NÁVRH MODULU

Výroba uživatelských modulových karet pro měřící zařízení CompactRIO je umožněna uživatelům po zakoupení datového balíku firmy National Instruments pro prostředí LabVIEW. Jedná se o balík CompactRIO Module Development Kit s firemním označením NI cRIO-9951 (MDK). Tento balík přidává rozšířené možnosti komunikace s vytvářenými moduly. Součástí balíku jsou i hardwarové a softwarové specifikace, které je nutno dodržet. Z hardwarových požadavků to jsou především rozměry desek plošných spojů, zapojení konektorů, doporučené součástky. Softwarová část pak popisuje protokoly komunikací, režimy modulů a přechody mezi jednotlivými režimy.

3 MODUL CRIO DM-0666

Vzhledem k velikosti zásuvných modulů CompactRIO jsou možnosti návrhu značně prostorově omezené. Ovšem povedlo se po hardwarové stránce oddělit procesorovou část modulu od výkonové části, což v případě poruchy některé z části desky umožňuje rychlou výměnu.

Funkcí modulu je tedy zpracovávat data a následně je mát k dispozici pro CompactRIO, které si vyčítá data o poloze a rychlosti motoru. A následně za pomocí získaných dat upravuje nastavení PWM modulace pro řízení motoru. Blokové schéma modulu je možné vidět na obrázku 1.



Obrázek 1: Blokové schéma cRIO modulu DM-0666

3.1 PROCESOROVÁ DPS

Procesorová deska plošných spojů spojuje modul se zařízením CompactRIO pomocí patnácti pinového D-SUB konektoru. Pro účely identifikace karty je nutné použít EEPROM paměť. Použitá paměť nese označení M95080-WMN6P. Paměť pracuje s komunikačním rozhraním SPI. Jak již bylo zmíněno za pomocí MDK lze získat k této paměti přístup a pomocí rozhraní vytvořeném v programovém prostředí LabVIEW ji lze i naprogramovat. Do paměti lze mimo identifikačního bloku zapsat také kalibrační data pro kartu případně ji lze ve volném paměť ovém prostoru používat pro funkci karty.

Hlavním prvkem karty je digitální signálový kontrolér (DSC) firmy NXP M56F84763. DSC bylo vybráno pro rozsáhlý počet periferií tak, aby nebylo nutné používat velké množství součástek, především z pohledu složitosti a rozsáhlosti DPS. DSC pak řídí PWM pro výkonové drivery, které budou popsány dále. Převádí analogové hodnoty výstupních proudů a čidla teploty na digitální. Získávání polohy a rychlosti natočení rotoru motoru je vyhodnocováno za pomocí čítačů v režimu kvadraturního dekodéru.

Dále DSC slouží pro komunikaci s programovatelným hradlovým polem uvnitř CompactRIA. Komunikace je zajištěna pomocí sběrnice SPI. DSC je potom připojen jako slave zařízení na sběrnici. Vzhledem k tomu, že CompactRIO disponuje pouze jedním výběrovým pinem (CS), je nutné využít vhodné logické funkce v závislosti na aktuálním režimu komunikace mezi CompactRIO, EEPROM a procesorem.

Z hardwarových specifikací je dále potřeba galvanicky oddělit modul od CompactRIA. To je zajištěno pomocí oddělovače ADUM163N0BRZ, který je vhodný pro SPI komunikaci a vyhovuje rychlostním limitům. Oddělení napájecího napětí je provedeno pomocí měniče AM1LS-NZ. Referenční napětí pro AD převodník zajišťuje obvod MCP1501-33, která na svém výstupu udržuje hodnotu 3,3V s přesností 0,1%. Procesorová deska obsahuje i měnič externího napájení A8498SLJ-T. Jedná se o step-down měnič, kde na jeho vstupu může být až 50V. Obvod je použit pro napájení výkonových driverů na výkonové desce.

3.2 VÝKONOVÁ DPS

Výkonová deska plošných spojů nese standardní třífázový tranzistorový měnič obsahující tranzistory BSC028N06LS3, pro které byl kladen důraz na co nejmenší výkonové ztráty. Měnič je řízen za pomocí výkonových driverů LM5101, které slouží především pro oddělení procesoru od měniče. Měnič obsahuje i brzdný odpor spínaný pomocí výkonového tranzistoru BSC109N10NS3, který je řízen komparátorem LMV331. Komparátor pak porovnává napětí na externím napájení vůči referenčnímu napětí. Pro správnou funkci komparátoru je pak nutno zvolit vhodný rozsah napájecího napětí za pomocí propojky na hraně desky. Měření výstupních proudů je zajištěno za pomocí proudového snímače ACS711 pracujícím na principu Hallova jevu. Deska disponuje i snímačem teploty MCP9701, který v případě dosažení nastavené teploty modulu odstaví třífázový měnič z provozu.

4 USPOŘÁDÁNÍ DPS V MODULU CRIO

Na obrázcích 2 a 3 je možné vidět procesorovou a výkonovou DPS, které spolu po zasazení desek do sebe tvoří sendvičovou strukturu. Topný odpor, který vyzařuje přebytečnou energii ve formě tepla při brzdění motoru, je potom nalepen na samotné šasi modulu a připojen za pomocí šroubovacích ok k výkonové desce.



Obrázek 2: Procesorová DPS.



Obrázek 3: Výkonová DPS

5 ZÁVĚR

Příspěvek shrnuje návrh uživatelského modulu DM-0666. V době psaní této práce byl vytvořen funkční prototyp procesorové DPS. Na obrázku 2 je potom možné vidět výslednou procesorovou DPS vlevo, spolu s výkonovou DPS, kterou je možno vidět na obrázku 3. Navržený modulový prototyp platformy firmy National Instruments CompactRIO byl konstruován tak, aby jej bylo možné použít pro řízení servomotorů s frekvencí PWM 40kHz. Řídící algoritmy budou naprogramovány v prostředí LabVIEW s využitím FPGA pro výpočet algoritmů.

- [1] PIVNIČKA, MARTIN. *UŽIVATELSKÉ MĚŘICÍ MODULY PRO PLATFORMU CRIO*. Brno, 2015. Diplomová práce. VUT Brno.
- [2] *Elektrické pohony a jejich řízení*. 3. přepracované vydání. V Praze: České vysoké učení technické, 2016. ISBN 978-80-01-06007-0.
- [3] NI CRIO-9951. CRIO_MDK_Software_User_Manual. 1. Austin (Texas): National Instruments, 2011.
- [4] *CRIO_MDK_Hardware_User_Manual: NI cRIO-9951*. 1. Austin (Texas): National Instruments, 2011.

VEHICLE DRIVING SIMULATOR WITH DATA ACQUISITION

David Michalík

Master Degree Programme (2nd year), FEEC BUT E-mail: xmicha61@stud.feec.vutbr.cz

> Supervised by: Miroslav Jirgl E-mail: jirgl@feec.vutbr.cz

Abstract: This paper describes the creation of a vehicle driving simulator that collects and implements data acquired from a driver's inputs. These data are stored for future analysis of the driver and his style of driving. The simulator itself is realized through the Unreal Engine by Epic Games. The paper explains vital steps of the process such as importing vehicle models, creating armature for physics and the creation of the world itself, alongside the data overview of gathered information.

Keywords: vehicle driving, simulator, data acquisition, vehicle physics, game engine

1 INTRODUCTION

The main purpose of this project is to create a vehicle driving simulator which provides various ways of data acquisition. In order to do so, there are hardware components vital to the data acquisition, such as the steering wheel, pedals and a gear stick in order to simulate the conditions of a real car driving. In order for these hardware components to fulfil their purpose, a unique software application needs to be created. Although there are multiple game engines that offer a wide range of functions and graphical editors, for the creation of this simulator, the Unreal Engine developed by Epic Games is used, as it offers a user-friendly environment with multiple tools such as mesh, physics editors or blueprint programming (similar to Matlab - Simulink). Additionally, multiple assets are at the user's disposal in the engine's marketplace. In this case, an asset can be best described as an object, plugin or a tool that can be used with intended license, such as a car model.

2 REALIZATION OF THE SIMULATOR

In order to create the intended version of the vehicle driving simulator in the Unreal Engine, there are several key parts that need to be implemented:

- Artificial world creation
- Importing vehicle model with armature
- Gameplay setup
- Data logging

Perhaps the most important part of the process is creating the world itself, as the higher the quality of the world is, the higher the level of realism that player/driver experiences. With that in mind, a landscape is created with long distance objects around it that serve as simulated mountains around the environment. The goal is to create a sample map of a mountain city with several roads and buildings that will be sufficient for the showcase of the engine and its abilities. However, later on there is a need

to create a larger map that would represent a rural city area or even a city centre with functioning traffic and implemented driving rules. [1]

Another key part is the vehicle that a driver is going to operate in the world. First of all, a mesh is needed - a model of the vehicle created in a third party software such as Maya or Blender. In the simulator, a 3D open source model of a car is used with imported textures. The second step is to create an armature for the vehicle because the engine - more specifically Wheeled Vehicle component - needs to know what parts of the mesh need to have physics, collision and animation implemented. Such a thing can be done in a software like Blender, shown in Figure 1. There is a total of five bones (triangular objects in Figure 1) that complete the armature of the car, one for each of the wheels and one for the vehicle itself. Names of the bones are extremely crucial for the game engine, and so the parent core vehicle bone is called Root while others are named after the wheel they are assigned to: FL (Front Left), FR (Front Right), RL (Rear Left), and RR (Rear Right). [2]



Figure 1: Model with implemented armature (bones)

When the mesh with implemented armature is completed, a so-called blueprint (a type of object in Unreal Engine) is created using the Wheeled Vehicle component. This component is based on NVIDIA's PhysX and controls the collision the vehicle has with other objects in the world so that the car fits on the ground and doesn't fall through. The bones that were created in the mesh help the physics asset handle the vehicle as a whole and each of the wheels separately. The animation asset on the other hand controls the movement of the vehicle components, which means that the wheels will turn and rotate based on a user's input. Wheel and tire configuration objects determine the behaviour of the wheels, for example the amount of rotation, friction or size of the collision on the wheels. [2]

In the same blueprint, a user's input is connected to steering and throttle output of the vehicle with the use of Unreal Engine's nodes. There are two ways to control the vehicle that the simulator offers; one with a standard W and S keys for throttle output and A and D keys for steering. The second way is by using the steering wheel and pedal controllers. The axis of the steering wheel is attached to the steering output and accelerator and break pedals are for throttle output.

When all of these steps are implemented - a functioning application is created, one where a user is free to drive around the landscape. Although there are currently few types of information that can be acquired about the driver, they are logged with the vehicle blueprint. Custom functions *Log Data On*

Screen and *Log Data To File* were created in C++ and inserted into the blueprint event handler to be used as nodes. The output of the *Log Data On Screen* function can be seen in the upper left corner in Figure 2 while the output of the *Log Data To File* function is saved as a .csv file.



Figure 2: First person view from the vehicle

3 ACQUIRED DATA

In Table 1, an example of acquired data is presented from a single ride. As of now, the simulator logs velocity of the vehicle in kilometres per hour and the distance between the vehicle and a custom made spline component in the world. This data could be used in the future for measurement of the difference between a driver's path and an ideal path, presented by the spline component. There are multiple other things that can and should be monitored. Such as acceleration, steering wheel and pedals angle, the way of changing gears and others. These types of data will be included in the project in the future.

Time [s]	Distance from spline [m]	Velocity [km/h]	
0.984	1.40	5.41	
0.994	1.41	5.52	
1.002	1.41	5.63	
1.011	1.42	5.76	
1.019	1.43	5.88	

Table 1: Gathered data about the vehicle movement

Figures 3a and 3b shows graphs that are made from all the data gathered during the test ride. With the right form of data analysis, this data can be used to show statistics to a user about how safe his or her driving style is or how precise he or she handles the car. Additionally, Unreal Engine also offers a plugin that enables sending the data directly into the Matlab - Simulink, so that there can be two parallel programs running at the same time, providing real-time data analysis.



Figure 3: Graphs displaying acquired data from the test drive

4 CONCLUSION

It can be safely said that the simulator is still a work-in-progress and there are multiple ways to extend not only the amount and type of information about the driver, but also the increase of the level of realism so that the experience of a user increases in quality. For example, the interior of the car could be made more responsive for the driver and show information on the panel or turn the steering wheel according to a user's input. Traffic and its rules could also be implemented in the simulator world with a realistic model of a city with advanced graphics provided by Unreal Engine. There is a firm belief that in the future, this simulator could be expanded upon by anyone with game engine software knowledge, serving for various purposes and aims.

- [1] GREGORY, Jason. Game Engine Architecture, Second Edition. Second edition. A K Peters, 2014. ISBN 1466560010.
- [2] TRISTEM, Ben, PATTUZZI, Sam. Unreal Engine C++ Developer: Learn C++ and Make Video Games. Udemy [online]. Updated 12/2018. Available at: https://www.udemy.com/unrealcourse [Accessed 10 Mar. 2019].
- [3] Docs.unrealengine.com. (2019). Unreal Engine 4 Documentation. [online] Available at: https://docs.unrealengine.com/en-us/ [Accessed 10 Mar. 2019].

ADAPTIVE ROUTING OF INDUSTRIAL ROBOT TRACES

Tomáš Sýkora

Master Degree Programme (2), FEEC BUT E-mail: xsykor23@vutbr.cz

Supervised by: Václav Kaczmarczyk E-mail: kaczmarczyk@feec.vutbr.cz

Abstract: This paper deals with software of transport entities used in testbed Industry 4.0. The first part describes the concept of testbed and traditional way of programing industrial robots. The second part deals with the description of used hardware and a new method of robot programming. The final part is devoted to the description of the achieved goals and the proposal for further work progress.

Keywords: indistrial robots, traces, Industry 4.0

1 ÚVOD

V dnešní době jsou stále častěji ve výrobě využívány robotické manipulátory. Nahrazují lidské pracovníky na pozicích, které jsou fyzicky náročné. Hlavní výhodou je jejich nízká chybovost. Nezanedbatelnou výhodou je i možnost celoročního provozu bez přerušení. Každodenní provoz bez nároku na mzdu nebo osvětlení má i velký ekonomický přínos.

Myšlenka vytvoření softwarového nástroje pro tvorbu tras průmyslového manipulátoru vznikla při řešení mé diplomové práce. Prvním krokem při řešení problému bylo zprovoznění SCARA manipulátoru H554BN a jeho využití pro přepravu sklenic v rámci výukového simulátoru Industry 4.0 Testbed. Nedokončená podoba simulátoru je zachycena na Obrázku 1.

Vznikl tak požadavek na přetvoření klasického průmyslového manipulátoru na takzvaně chytrý, který pracuje s myšlenkou Průmyslu 4.0 [1]. Hlavním důvodem bylo stáří manipulátoru, konkrétně jeho softwarové vybavení. Cílem tohoto řešení bylo dosáhnout zjednodušení programování starých i nových průmyslových robotů.



Obrázek 1: INDUSTRY 4.0 TESTBED [2]

2 **TESTBED 4.0**

Tento trenažér je vyvíjen na Ústavu automatizace a měřicí techniky, Fakulty elektrotechniky a komunikačních technologií VUT v Brně. Pracovní plocha testbedu má rozměry 2000 x 1000 mm. Na této ploše je umístěno několik autonomních výrobních buněk a dalších zařízení. Pod pracovní plochou je pak umístěna další, stejně velká plocha pro podpůrná a řídicí zařízení, a IT technologie tak, aby celek mohl tvořit kompletní továrnu.

Všechny autonomní buňky umístěné na pracovní ploše stolu jsou tvořeny hliníkovým rámem s půdorysem 330 x 330 mm a výškou 500 mm. Ke každé z buněk je definována specifická trajektorie, kterou manipulátor následuje v případě, že do buňky vkládá, či z ní vybírá sklenici. Panuje snaha tyto trajektorie maximálně unifikovat tak, aby jednotlivé buňky byly maximálně zaměnitelné. [3]

3 PRŮMYSLOVÝ ROBOT

Myšlenka přenesení robotického programu mimo řídící jednotku manipulátoru je testována na zastaralém a již vyřazeném SCARA manipulátoru značky EPSON. Omezujícím faktorem tohoto manipulátoru je jeho komunikační rozhraní. Tento manipulátor totiž disponuje pouze sériovou linkou. Jelikož je k řízení použito PLC značky SIEMENS, které slouží také k ovládání dopravníkového pásu, muselo být toto PLC dovybaveno RS232 modulem.

3.1 SOUČASNÝ PŘÍSTUP

Současné manipulátory jsou programovány proškolenými odborníky s kvalifikací a znalostí programování průmyslových manipulátorů. Tito lidé vytvářejí programy, které mají prakticky nulovou opakovatelnost a jsou pevnou součástí daného konstrukčního řešení. Jedná se o sérii programů, které jsou vyvolávány z PLC při splnění předem daných podmínek. Jakákoli modifikace již hotového programu z důvodu rozšíření nebo modifikace buňky, ve které manipulátor vykonává pohyb, má za následek dlouhé odstávky technologie z důvodu úpravy robotického programu.



Obrázek 2: Schéma komunikace

3.2 ADAPTIVNÍ SESTAVENÍ TRASY

Z výše popsaných důvodů vznikla myšlenka vytvořit nástroj pro snazší údržbu robotických programů, který má za následek i zvýšení opakovatelnosti kódu. Tento nástroj tak výrazně zkracuje dobu nutnou k úpravě robotického programu a tím i výraznou úsporu ušlých zisků. Komunikace mezi řídící částí a manipulátorem je po hardwarové stránce zachována, ale příkazy pro spuštění robotických programů jsou zaměněny za sled přesných příkazů o pohybu. Další příkaz je zaslán po přijetí signálu od manipulátoru o úspěšném dokončení operace. Příkazy zasílané do manipulátoru jsou vytvářeny pomocí programu, který využívá směrovací tabulku. V této tabulce jsou zakódovány návaznosti mezi sousedními body, po kterých může probíhat přesun. Ukázka směrovací tabulky je znázorněna v Tabulce 1. Ve sloupcích se nachází číslo výchozího bodu (A), koncového bodu (B) a k nim odpovídající průchozí bod. Pro snížení paměť ové náročnosti je řádek pro přesun z bodu A do bodu B využit i pro přesun z bodu B do bodu A. Při nenalezení vhodného páru bodů A a B je tak následně tabulka prohledána se zaměněnými sloupci A a B. Přesun mezi body je v tabulce zakódován tak, aby nedocházelo ke kolizím s hardwarovým vybavením buňky. Při vložení nového bodu do trasy tak stačí rozšířit směrovací tabulku v návaznosti na okolní body. Samotný přesun probíhá tak, že po přejetí manipulátoru na pozici se pro další iteraci stává tato pozice výchozí. Směrovací tabulka se prochází až do té chvíle, kdy je splněna podmínka na konečnou pozici.



Obrázek 3: Grafické znázornění tras

А	В	$A \rightarrow B$		$\begin{array}{c c c c c c c c c c c c c c c c c c c $		→ A
1	2	2	а	1	h	
1	3	2	а	2	g	
1	4	2	а	3	f	
1	5	2	а	4	e	
2	3	3	b	2	g	
2	4	3	b	3	f	
2	5	3	b	4	e	
3	4	4	с	3	f	
3	5	4	с	4	e	
4	5	5	d	4	e	

 Tabulka 1:
 Ukázka zápisu směrovací tabulky

4 ZÁVĚR

Cílem této myšlenky bylo vytvoření nástroje, který zkrátí dobu nutnou pro naprogramování tras robotického manipulátoru. Jednoduché úkony přesunu ramene po sérii bodů se budou vytvářet podle předem dané směrovací tabulky. Bude tak snazší modifikace trasy při rozšíření buňky o další pozice. Zápis formou tabulky má větší požadavky na paměť při větším množství bodů, ale tento nedostatek je vykoupen výraznou úsporou paměti potřebné na robotický program. To vše má za následek, že v robotu nemusejí být uložené programy a úpravy se budou moci provádět ze vzdálených terminálů.

Toto řešení vzniklo z podnětu zastaralé technologie. Ale to neznamená, že tato myšlenka nezle aplikovat i u moderních robotických manipulátorů. Výsledkem by bylo odlehčení programového vybavení robotických kontrolérů, které by se přesunulo na server obsluhující celou technologii. Do budoucna je tedy snaha uplatnit a odzkoušet toho řešení na moderních manipulátorech.

- MAŘÍK, Vladimír. Průmysl 4.0: výzva pro Českou republiku. Praha: Management Press, 2016. ISBN 9788072614400.
- [2] INDUSTRY 4.0 TESTBED, Barman [online]. Brno: [cit. 12.3.2019]. Dostupné z: http://factory4.eu/
- [3] KACZMARCZYK, Václav, Ondřej BAŠTÁN, Zdeněk BRADÁČ a Jakub ARM. An Industry 4.0 Testbed (Self-Acting Barman): Principles and Design. IFAC-PapersOnLine [online]. 2018, 51(6), 263-270 [cit. 12.3.2019]. DOI: 10.1016/j.ifacol.2018.07.164. ISSN 24058963. Dostupné z: https://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/S2405896318309108

APPLICATION OF NMPC FOR PMSM DRIVE CONTROL

Michal Kozubík

Master Degree Programme (2), FEEC BUT E-mail: xkozub05@vutbr.cz

Supervised by: Pavel Václavek E-mail: vaclavek@feec.vutbr.cz

Abstract: This paper deals with the application of nonlinear model predictive control for permanent magnet synchronous motor drive control. The proposed algorithm is compared with well-known field oriented control with the focus on the ability of velocity and current control. Finally, computational demands of the proposed algorithm are discussed.

Keywords: Nonlinear Model Predictive Control, Permanent Magnet Synchronous Control, Field Oriented Control, ACADO toolkit

1 ÚVOD

Při používání střídavých motorů se čím dál častěji volí synchronní motory. Častou volbou pak bývají synchronní motory s permanentními magnety (PMSM - permanent magnet synchronous motor). Jejich nespornou výhodou, například oproti asynchronním motorům, je dosažení vysokých výkonů při malých objemech. Tento typ motorů je pak základem pro servomotory, často využívané v robotice a průmyslové automatizaci. K zajištění správné funkčnosti se pak pro řízení PMSM nejčastěji používá strategie vektorového řízení (FOC - field oriented control).

Metoda vektorového řízení, i když je její návrh intuitivní a lze použít standardní poznatky o teorii řízení, s sebou nese různé komplikace. Mezi ně patří například nutnost použití kaskádní regulace a nemožnost motor odbudit bez použití doplňujících algoritmů. Proto se hledají pro tuto metodu různé alternativy. Jednou z nejznámějších je prediktivní řízení. Princip je následující. Ze znalosti aktuálních hodnot stavů je vypočten optimální akční zásah. Optimalita je jednak definována uživatelem sestavením požadované účelové funkce a jednak omezeními, ať už definovanými uživatelem, či danými fyzikálními vlastnostmi systému.

V praxi je prediktivní řízení používáno běžně ve zpracovatelském průmyslu, jelikož zde přítomné časové konstanty a tedy i periody vzorkování jsou dostatečně velké a nevyvstávají problémy s výpočetními nároky prediktivních algoritmů. Naopak v oblasti pohonů se používá v omezené míře, často za použití různých zjednodušení (například [4]), která pak vedou pouze na suboptimální řešení.

2 PRINCIP PREDIKTIVNÍHO ŘÍZENÍ

Pro správnou funkčnost prediktivního řízení je nutná znalost modelu řízeného systému a aktuálních hodnot jeho stavů. Díky těmto znalostem pak dochází k predikci jeho chování. Tato predikce je následně předložená optimalizačnímu algoritmu. Optimalizace je počítána na základně zvolené účelové, nebo též penalizační, funkce. Její volba závisí na uživateli a jeho požadavcích.

Běžně se pak za kriteriální funkci používá kvadratická forma podobná té použité při návrhu výše zmíněného LQR regulátoru:

$$f(\mathbf{x}(k)) = \mathbf{x}(k)_N^T \mathbf{P} \mathbf{x}(k)_N + \sum_{i=1}^{N-1} \left(\mathbf{x}(k)_i^T \mathbf{Q} \mathbf{x}(k)_i + \mathbf{u}(k)_i^T \mathbf{R} \mathbf{u}(k)_i \right)$$
(1)

Výstupem optimalizace pak je sekvence akčních zásahu o délce shodné s délkou predikčního horizontu, podobně jako tomu je v případě LQR regulátoru. Nicméně v případě použití prediktivního regulátoru se použije pouze akční zásah pro první krok. Zbytek dat zůstává nevyužit. V dalším okamžiku výpočtu akčního zásahu dochází opět k optimalizaci. Tento postup, nazývaný ustupující horizont (receeding horizon), má oproti LQR regulátoru výhodu v tom, že je odolnější vůči poruše a není nutné dopředu znát celou trajektorii požadavku. [1]

3 MODEL PMSM MOTORU

Jak již bylo výše zmíněno, pro správnou funkčnost prediktivního řízení je nutné znát model řízeného systému, pokud možno co nejpřesněji. Model synchronního motoru s permanentními magnety je běžně znám. Nejčastěji je uváděn v takzvaných rotorových (dq) souřadnicích.

Pro aplikaci byl tento model diskretizován Eulerovou metodou. Dále byl výpočet upraven na přírůstkový tvar regulátoru - byla počítána pouze změna akčního zásahu, ne jeho hodnota. Ve výsledku byl použit model motoru ve tvaru

$$i_{d}(k+1) = (1 - T_{s}\frac{R_{s}}{L_{d}})i_{d}(k) + T_{s}P_{p}\frac{L_{q}}{L_{d}}\omega_{m}(k)i_{q}(k) + T_{s}\frac{1}{L_{d}}(u_{d}(k) + \Delta u_{d}(k))$$

$$i_{q}(k+1) = (1 - T_{s}\frac{R_{s}}{L_{q}})i_{q}(k) - T_{s}P_{p}\frac{L_{d}}{L_{q}}\omega_{m}(k)i_{d}(k) - T_{s}P_{p}\Psi_{PM}\frac{1}{L_{q}}\omega_{m}(k) + T_{s}\frac{1}{L_{q}}(u_{q}(k) + \Delta u_{q}(k))$$

$$\omega_{m}(k+1) = \omega_{m}(k) + T_{s}\frac{3}{2}\frac{P_{p}}{J}\left[\Psi_{PM}i_{q}(k) + (L_{d} - L_{q})i_{d}(k)i_{q}(k)\right]$$

$$u_{d}(k+1) = u_{d}(k) + \Delta u_{d}(k)$$

$$u_{q}(k+1) = u_{q}(k) + \Delta u_{q}(k),$$
(2)

kde R_s je odpor statorového vinutí, L_d a L_q je indukčnost v přímé, resp. v kvadraturní ose, Ψ_{PM} je magnetický tok permanentního magnetu. Stavové veličiny jsou proudy v přímé a kvadraturní ose i_d a i_q , tomu odpovídající přivedená napětí u_d a u_q a úhlová rychlost w_m .

4 IMPLEMENTACE

Pro správnou funkčnost prediktivního řízení je nutná volba optimalizačního solveru. Matlab přímo nabízí pro řešení nelineárních optimalizačních problémů funkci fmincon, na níž byly postaveny příklady NMPC v [2], ale ukázalo se, že tato funkce je z praktického hlediska nepoužitelná. Mezi hlavní problémy patřilo to, že algoritmus na ní postavený byl příliš výpočetně náročný. Mnohem vhodnější volbou se ukázal open-source toolkit ACADO [3]. Optimalizace je prováděna přístupem sekvenčního kvadratického programování, přičemž dílčí kvadratické podproblémy jsou řešeny metodou množiny aktivních omezení (active set method).

Podstatným důvodem pro volbu tohoto toolkitu bylo to, že jednou z jeho funkcionalit je i generování kódu či samostatného regulátoru realizovaného v jazyce C. V současném stavu realizace byl použit samostatný regulátor, který byl následně v simulaci volán.

5 VÝSLEDKY

Testování navrženého regulátoru bylo prováděno v Simulinku. Parametry byly zvoleny na základě motoru použitého v [4] a jsou uvedeny v tabulce 1. Pro porovnání bylo pro tento motor navrženo i vektorové řízení. Simulace byly prováděny na osobním počítači. Simulace běžela s pevným krokem $T_{sim} = 2 \cdot 10^{-5}$ s a použitou metodou integrace ode8. Použité algoritmy měly periodu vzorkování $T_{s,FOC} = 2 \cdot 10^{-4}$ s a $T_{s,NMPC} = 2 \cdot 10^{-4}$ s

R_s	0,38 Ω
L_d	535 μH
L_q	535 μH
P_p	3
Ψ_{PM}	0,02594 Wb
J	$65 \cdot 10^{-6} \mathrm{kg} \cdot \mathrm{m}^2$
I _{MAX}	2 A
U_{MAX}	8.6 V

Tabulka 1: Přehled parametrů použitého motoru

Prvním sledovaným parametrem u obou algoritmů bylo, zda dokáží zdárně zařídit sledování požadavku na rychlost. Výsledné průběhy rychlostí jsou uvedeny na Obr. 1. Požadavek byl záměrně zvolen větší, než kterého je motor schopen dosáhnout pomocí připojeného napětí.

Je možné si všimnout, že při řízení regulátorem využívajícím algoritmus nelineárního prediktivního řízení, bylo dosaženo vyšší rychlosti. To bylo způsobeno tím, že tento regulátor je ve své základní konfiguraci schopen řízený motor odbudit. To v případě vektorového řízení není možné, protože přímá složka proudu je při použití této strategie zpravidla regulována na nulovou hodnotu. Důsledkem toho je, že maximální rychlost, jíž je takto řízený motor schopen dosáhnout, závisí na parametrech motoru samotného a na velikosti napájecího napětí. Tato hodnota je v grafu vynesená černou čárkovanou čarou.



Obrázek 1: Průběhy rychlosti

Dalšími pozorovanými veličinami jsou proudy a napětí. Na Obr. 2 jsou tyto veličiny vyneseny v dq souřadnicích. U těchto veličiny je zásadní, aby nepřekročily omezení daná parametry motoru. Tato omezení jsou vyneseny černou čárkovanou čárou. Je patrné, že při obou strategiích omezení překročena nebyla. Při zaměření se na napětí je patrné, že většina změn probíhala v kvadraturní složce v případě řízení oběma strategiemi.

U proudů lze vidět markantnější rozdíly. V případě řízení metodou vektorového řízení je přímá složka udržována na nulové hodnotě, jak bylo uvedeno výše. Naopak při řízení prediktivním se vektor proudu pohybuje v celé levé polorovině dq prostoru. To má za následek částečné odbuzení motoru a dosažení vyšších rychlostí.



Obrázek 2: Průběh proudů a napětí v dq souřadnicích

Jedním ze zásadních omezení, na která naráží praktické použití prediktivních algoritmů je jejich výpočetní náročnost. V tomto případě bylo pomocí profileru v Simulinku zjištěno, že průměrná doba výpočtu akčního zásahu byla $T_{calc} \approx 0.8$ ms, což je stále více než byla použita perioda vzorkování. Tento čas je zásadně ovlivněn tím, že dochází k volání externího kódu.

6 ZÁVĚR

V tomto článku byl představen algoritmus nelineárního prediktivního řízení pro řízení synchronního motoru s permanentními magnety. Bylo demonstrováno jeho použití a tento algoritmus byl porovnán s běžně používaným vektorovým řízením. Porovnání bylo provedeno s ohledem na řízení rychlosti a splnění omezení u proudů a napětí. Byla také diskutována časová náročnost tohoto algoritmu. Další práce spočívají v použití generovaného kódu pro vytvoření samostatné s-funkce a případné implementace pro praktickou realizaci.

PODĚKOVÁNÍ

Tato publikace vznikla za podpory grantu číslo FEKT-S-17-4234 - "Průmysl 4.0 v automatizaci a kybernetice"financovaného z Interní grantové agentury Vysokého učení technického v Brně a za podpory projektu TE01020197 "Centrum aplikované kybernetiky 3"financovaného Technologickou agenturou České republiky.

- [1] CAMACHO, E. F.; ALBA, C. B.: *Model predictive control.* Springer Science & Business Media, 2013, ISBN 1-85233-694-3.
- [2] GRÜNE, L.; PANNEK, J.: Nonlinear model predictive control. Springer, 2017, ISBN 978-3-319-46023-9.
- [3] HOUSKA, B.; FERREAU, H. J.; DIEHL M.: ACADO Toolkit An Open Source Framework for Automatic Control and Dynamic Optimization. *Optimal Control Applications and Methods*, ročník 32, č. 3, 2011: s. 298–312.
- [4] MYNÁŘ, Z.; VESELÝ, L.; VÁCLAVEK, P.: PMSM Model Predictive Control With Field-Weakening Implementation. IEEE Transactions on Industrial Electronics, ročník 63, č. 8, 2016: s. 5156-516.

FIELD ORIENTED CONTROL OF PMSM USING AURIX TRICORE MICROCONTROLLER

Marta Ures Ciriaco

Master Programme (2), FEEC BUT E-mail: xuresm00@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Lukas Pohl

E-mail: pohl@feec.vutbr.cz

Abstract: This article deals with the application of Field oriented control, or Vector control, to regulate a Permanent magnet synchronous motor. The development is going to be done configuring all the needed peripherals of a microcontroller as well as implementing standard communication protocols such as SPI. For the application of this technique of control it will be required to use PWM signals and 3-phase inverter bridge. Also several calculation and transformations to the measures will be made. The main objective is to control the speed and torque of the motor in cascade close loop.

Keywords: FOC, PMSM, current

1 INTRODUCTION

In the recent years, the use of brushless motors (BLDC) in the industry has highly increased. This fact is due to the advantages these type of motors present such us, low maintenance and high reliability [1]. But, on the other hand, there exist one kind of motor known as PMSM (Permanent magnet synchronous motor) that provides us all the benefits of BLDC in combination with an AC induction motor. Its formidable characteristics make them suitable for different applications like robotics, traction or aerospace.

These changes in the industry forced the development of new control techniques. This article is about one of them, the Field Oriented Control (FOC), also called Vector control, and its application to a PMSM employing a microcontroller.

2 THEORETICAL OVERVIEW

A further and deeper explanation of FOC will be shown in the next paragraphs besides more technical overview about the PMSM. But, first of all, it is important to know why FOC is important for engineering. Other techniques make a good control at low speeds or at high speeds, contrary to this, FOC provides smooth control at both levels [1].

2.1 Permanent magnet synchronous motor

Amongst Alternating current (AC) motors two types can be found according to the field and rotor speed: induction and synchronous motors. In the synchronous motors, which is the case of study of this article, the speed of the rotor and the speed of the stator magnetic field are the same, they are synchronised with the frequency of the supply current [2]. This speed is called synchronous speed, it depends on the number of pairs of poles of the rotor and the input frequency. In induction motors, the rotor spins a little behind of the synchronous speed, and because of that, these ones are more complicated to control.

Moreover, there are different types of synchronous motor depending how the rotor is magnetized. The one that is interesting for this project is whose rotor is composed by permanent magnets.



Figure 1: Section of a PMSM

PMSM are commonly known as a type of brushless DC motors, because of the construction, and induction motors, due to the windings of the stator generate a sinusoidal flux. Since its rotor is composed by permanent magnets it is not needed to be magnetized.

The advantages of these devices are its high efficiency and power density at the same time. Furthermore, they are smaller, have lower mass and moment of inertia. With the use of a sophisticated control technique, they are specially suitable for application with a fast dynamic response and torque changes [3].

2.2FIELD ORIENTED CONTROL

The aim of this method is to express the current space vectors of the motor in a different reference system in which currents are constant for constant rotor speed [1]. If the inputs to the PI controllers are stable (DC) instead of sinusoidal signals, it makes the control smother and avoids possible delays due to errors.

To explain how to obtain the currents in such a reference system, it is needed first to talk about some basic of the motors. Suppose a simple motor with a central magnet (rotor) and three coils in the stator that are permanently energized with sinusoidal currents phase shifted by 120°. Each phase will generate its own magnetic field, and the sum of them will result in the rotating magnetic field [4]. The interaction between this field and the one created by the permanent magnets of the rotor will make it spin.

In order to control this 3-phase motor (a, b, c) designing a controller per phase will be needed, but using **Clark transformation** is possible to avoid this. This transformation obtain the currents in a two-axis stationary system (α , β). It corresponds with equations (1) and (2).

However, this two resulting currents will be also sinusoidal, thus, the problem that the reference value will be constantly changing still remains. Another transformation is needed. **Park transformation** allows to obtain two constant values of current expressed in d, q reference system, these currents will be shifted 90° and the angle φ is the rotor position.

$$I_{\alpha} = \frac{3}{2} \left(I_{a} - \frac{I_{b}}{2} - \frac{I_{c}}{2} \right)$$
(1)

$$I_{\beta} = \frac{\sqrt{3}I_b}{3} - \frac{\sqrt{3}I_c}{3}$$
(2)

$$I_d = I_\alpha \cos \varphi + I_\beta \sin \varphi \tag{3}$$

$$I_q = -I_\alpha \sin\varphi + I_\beta \cos\varphi \tag{4}$$



Figure 2: Clark and Park transformation

The I_q is the torque generating current (rotor), while the I_d is the magnetization current (stator). These two current vectors can be composed as unique vector, that is why it is also called vector control [5].

The next diagram represent all the steps needed to perform FOC control in a PMSM. The 3-phase currents are measured and transformed. The resulting values are compared with the reference ones to calculate the error. Passing through a PI controller the voltages that should be applied to the motor are obtained. Transforming from d, q reference system to α , β , is possible to use the output voltages to calculate PWM duty cycle that will be created with the SVM [3] [5].



Figure 3: FOC diagram

The space vector modulation (SVM) is an algorithm that generates 3 sinusoidal PWM singals that will drive a the switches of an inverter bridge. The output of the bridge will be the currents that supplies the motor, so the time that the switches are switched on or off should be managed properly to make the average voltages coincide with the previously calculated ones [3].

2.3 IMPLEMENTATION ON MICROCONTROLLER

As it has been introduced in the title of this article, to test all this theoretical explanation about the control we will use an AURIX TriCore Microcontroller. The AURIX kit TC234 MotorCTR [6] that is been used include the motor, the processor board and a power board. All the configuration of the peripherals is done manually programmed in C language.

The processor board contains several PWM channels and provides an especial module (GTM - Generic time module) that helps to configure the 6 channels needed (3 channels plus their inverted outputs) and another extra signal for the trigger. As discussed above, all this signals are needed to drive the switches of the inverter.

On the other hand, the power board includes the 3-phase inverter bridge which outputs are connected to independent ADC channels. The ADC is used for the current sensing, three shunts are connected to the low path of the bridge [5]. Usually, only two currents are measured and used to calculate the third one. Besides, the measurement must be done when the low-side switched are closed, only then the current passes through the shunts. As the trigger of the PWM will become active in the middle of the signal it can be used for this purpose. These measures will provide the values for the close loop control.

Moreover, this kit provide us the possibility to use different sensor to measure the position of the rotor which is needed to compute the transformations. It incorporates a Hall sensor, an encoder or a resolver [6]. In this project the encoder is the one that has been selected, because of its simplicity of using and understanding. At the same time encoders provide good results and, hence, make it perfect for this application.

The communication between boards will be done using SPI (Serial peripheral interface) which is a communicating standard. It uses a master-slave architecture where the master (processor board) is unique and drives the frames for reading and writing into the selected slave (power board). It is mainly used to configure the inverter and monitor it. This interface provides a safe communication, with the possibility of reading errors and ensures data integrity [5].

3 CONCLUSIONS

To sum up, all the above devices and peripherals, as well as the interaction between them will be tested all along the project step by step. The results will be compared to theoretical simulations to ensure that this method is valid and accurate in a real application. For the moment, and taking into account all the previous information is possible to conclude that, FOC is one of the best methods to control, at the same time and in a easy way, the main parameters of a PMSM.

- [1] What is 'Field Oriented Control' and what good is it? [Online]. https://www.maccon.de/fileadmin/redaktion/downloads/Produkte/Antriebselektronik/Copl ey_drives/Field-Oriented-Control.pdf
- [2] Wikipedia Synchoronous motor. [Online]. https://en.wikipedia.org/wiki/Synchronous_motor
- [3] Microchip. [Online]. <u>http://ww1.microchip.com/downloads/en/AppNotes/Sensored-Encoder-Based)-Field-Oriented-Control-of-Three-Phase-%20Permanent-%20Magnet-%20Synchronous-DS00002757A.pdf</u>
- [4] Roboteq. [Online]. <u>https://www.roboteq.com/index.php/applications/100-how-to/359-field-oriented-control-foc-made-ultra-simple</u>
- [5] Infineon, *eMotor Drive Kit for the AURIX*.
- [6] Infineon Kit AURIX TC234 MotorCTR. [Online]. https://www.infineon.com/cms/en/product/evaluation-boards/kit_aurix_tc234_motorctr/

AUGMENTED REALITY SYSTEM FOR TEST-BED INDUSTRY 4.0

Matěj Poláček

Master Degree Programme (5), FEEC BUT E-mail: xpolac32@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Václav Kaczmarczyk

E-mail: kaczmarczyk@feec.vutbr.cz

Abstract: This article deals with integration of augmented reality (AR) into Testbed Industry 4.0. Testbed is automated robotic barman intended for practical demonstration and verification of concepts such as Industry 4.0 or a digital factory. The main goal of this work is design and develop of Android application which integrate AR into this testbed. The application is based on real-time engine Unity with platform Vuforia.

Keywords: Augmented reality, Android OS, Industry 4.0, Unity, Vuforia, VuMark

1 ÚVOD

V současné době jsme součástí čtvrté průmyslové revoluce, Průmyslu 4.0. Propojením fyzického, kybernetického, virtuálního světa a se zavedením internetu, digitalizace a umělé inteligence do výroby se mění celá tvář průmyslu. Všechny tyto faktory výrazně zkracují čas potřebný k uvedení nového produktu na trh, zvyšují efektivitu výroby a celkovou kvalitu produktů. [1]

1.1 TESTBED INDUSTRY 4.0

Východiskem práce je projekt Testbed Industry 4.0. Jedná se o automatizovaného robotického barmana, který slouží k praktické demonstraci a ověření principů jako je právě Průmysl 4.0, virtuální zprovoznění či digitální továrna. Barman je vyvíjen na Ústavu automatizace a měřicí techniky na Vysokém učení technickém v Brně. Barman je rozdělen do několika autonomních částí (buněk), které jsou obsluhovány robotickým ramenem. Jednotlivé buňky jsou s veškerým svým podpůrným vybavením zakomponovány na pracovní stůl a zajišťují části procesu výroby míchaného nápoje (drtič ledu, sklad lahví, sklad skleniček, výrobník sody…). [2]



Obrázek 1: Testbed Industry 4.0

1.2 ROZŠÍŘENÁ REALITA

Rozšířená realita (augmented reality, AR) je mezikrok mezi reálným světem a virtuální realitou. Virtuální realita uživatele přenese do simulovaného prostředí, kterým je zcela obklopen. Rozšířená realita na základě snímaného prostoru, rozšíří reálnou scénu o další doplňující digitální informace a objekty v reálném čase. K zobrazení rozšířené reality lze využít dva principy, průhledový displej/brýle (Optical see-through) nebo displej přenosného zařízení (Video see-through). V diplomové práci je využito displeje mobilního zařízení. [3]

Rozšířená realita je momentálně velmi atraktivní a aktuální téma. Rozšířenou realitu je možné efektivně uplatnit v mnoha kontextech jako je právě výroba, didaktika či herní průmysl.

2 INTEGRACE ROZŠÍŘENÉ REALITY

Cílem práce je integrace rozšířené reality do Testbedu díky aplikaci na operační systém Android. Pomocí rozšířené reality je možné v reálném čase zobrazovat aktuální informace o stavu jednotlivých buněk Barmana.

Po zvážení různých způsobů řešení, byla vybrána vývojová platforma Vuforia od společnosti PTC [3] z důvodu robustnosti a rychlosti rozpoznávání objektů/markerů v reálné scéně. Jedná se o licencované uzavřené SDK pro mobilní zařízení, které umožňuje tvorbu aplikací s rozšířenou realitou. V rámci testování a vývoje na menších projektech může být volně využito.

K vývoji mobilní aplikace bylo použito vývojové prostředí Unity se stejnojmenným multiplatformním herním enginem Unity. Velkou výhodou enginu je portovatelnost na různé mobilní formáty, čímž je do budoucna zajištěna možnost vyvíjet aplikaci i na jiné operační systémy.

Vykreslování AR dat je řízeno na základě unikátního markeru, který je umístěn na každé buňce Barmana. K tomu účelu byl použit marker zvaný VuMark.

2.1 VUMARK

VuMark technologie je součástí SDK platformy Vuforia od verze 2017.2. Jedná se o trackovací AR technologii založenou na identifikování markerů ve scéně. Tento princip byl zvolen z důvodu nižších nároků na hardware zařízení, na kterém je aplikace spuštěna. Další výhodou technologie Vu-Mark je v případě OS Android možnost využít rozšířeného sledování objektů pomocí podporované knihovny ARCore od společnosti Google (pro Android 7.0 Nougat a vyšší). Knihovna ARCore umožňuje snazší porozumění prostředí a lze pomocí ní lépe umístit virtuální objekty do reálné scény.

Podle pravidel technologie VuMark byla v grafickém editoru Adobe Illustrator navrhnuta šablona, ze které je možné vygenerovat sadu až 128 markerů prostřednictvím vývojového portálu Vuforia [4], viz. **Obrázek 2:** Navrhnutý identifikátor VuMark. Do budoucna je díky velkému počtu markerů zajištěn dostatečný prostor k dalšímu rozšíření Barmana nebo použití na jiných projektech.

Každé buňce je přiřazen unikátní marker, na jehož základě aplikace určuje pozici kamery a jaká AR data mají být vykreslena. Tento marker je umístěný na horní liště konstrukce buňky, viz. **Obrázek 4:** Vykreslení virtuální tabulky.



Obrázek 2: Navrhnutý identifikátor VuMark

3 NÁVRH APLIKACE

Mobilní aplikace je postavena na principu klient/server. Aktuální data o stavu buněk a přípravě míchaného nápoje jsou Barmanem posílána na server. S tímto serverem mobilní klient komunikuje prostřednictvím HTTP protokolu přes REST API, kde je k přístupu ke zdrojům nutná autentizace klienta pomocí tokenu. K zajištění jednotného stylu odpovědí od serveru jsou odchozí data ve formátu JSON, který je navržen tak, aby klient věděl, jak má zaslaná data přesně zobrazit.

Při návrhu aplikace byl brán zřetel na možnosti dalšího rozšíření funkcionality Barmana, a to například přidáním nové buňky nebo zobrazováním nového typu informací. Z tohoto důvodu je veškerý obsah zobrazovaných dat řízen serverem. Klient zašle v parametrech HTTP GET příkazu identifikační číslo buňky, jazykovou mutaci a množství dat (detailní nebo základní informace), které chce zobrazit a server na základě těchto informací předá požadovaná data. Tímto je zajištěna možnost do budoucna lépe pracovat na dodatečných úpravách Barmana, kdy pouze stačí změnit obsah zasílaných dat ze serveru, a nemusí tak být aktualizována mobilní aplikace.

Pomocí rozšířené reality se vykresluje virtuální tabulka nad konstrukcí buňky, která zobrazuje v reálném čase informace získané od serveru. Tyto informace popisují stav sledované buňky Barmana. Uživatel má dále možnost zobrazit detailní přehled klepnutím na virtuálním tabulku. Tyto informace se zobrazí v novém dialogovém oknu. Veškeré informace lze využít například při sledování běžného provozu nebo při servisu.



Obrázek 3: Hlavní menu aplikace

Obrázek 4: Vykreslení virtuální tabulky

4 ZÁVĚR

Cílem této práce bylo nastudování možností a vývoj mobilní aplikace na operační systém Android, která integruje rozšířenou realitu do Testbedu Industry 4.0. Tohoto cíle se podařilo docílit díky real-time enginu Unity s platformou Vuforia, a vznikla tak aplikace na principu klient/server. Díky této aplikaci se do projektu Barmana dostává další důležitý prvek charakterizující Průmysl 4.0.

Během vývoje byl kladen důraz na možnost rozšiřitelnosti, a tak lze na práci dále navázat. Při návrhu aplikace bylo myšleno i na nezávislost na konkrétním projektu. V první řadě je možné vygenerovat až 128 různých markerů, čímž je zajištěn dostatečný prostor k dalšímu využití na jiných místech. Dále zobrazování dat není závislé na konkrétní projekt a v případě, že REST API bude připojené k jinému zdroji dat, lze aplikaci využívat bez potřeby vydávat novou verzi programu. Aplikace tak může být využita například i k výuce, kdy ji studenti aplikují na svůj vlastní projekt.

- [1] MAŘÍK, Vladimír. *Průmysl 4.0: výzva pro Českou republiku*. Vydání 1. Praha: Management Press, 2016. ISBN 9788072614400.
- [2] KACZMARCZYK, Václav, Ondřej BAŠTÁN, Zdeněk BRADÁČ a Jakub ARM. An Industry 4.0 Testbed (Self-Acting Barman): Principles and Design. *IFAC*. 2018.
- [3] MILGRAM, Paul, Haruo TAKEMURA, Akira UTSUMI a Fumio KISHINO. *Augmented Reality: A class of displays on the reality-virtuality continuum*. Kyoto: ATR Communication Systems Research Laboratories, 1994.
- [4] Vuforia developer portal. *Vuforia developer portal* [online]. Califoria: PTC, 2019 [cit. 2019-03-29]. Dostupné z: https://developer.vuforia.com/

IMPACT HAMMER CALIBRATION

Šimon Bilík

Master Degree Programme (2), FEEC BUT E-mail: xbilik05@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Petr Beneš

E-mail: benesp@feec.vutbr.cz

Abstract: This paper describes the construction of the calibration station for the impact hammer Endevco 2302-5 and it explains the influence of the impact mass on the calibration process. Based on the previous bachelor thesis [1] it also explains the origin of the oscillations on the accelerometer output signal described there and it suggests the improvements of the calibration process.

Keywords: impact hammer, calibration, accelerometers

1 ÚVOD

Rázové kladívko, nebo také modální kladívko (v anglické literatuře impact hammer, či modal hammer), se používá jako zdroj rázového buzení při modální analýze, kdy na základě známého vstupního impulsu v jednom bodě (získaného právě jako výstup rázového kladívka) a změřeného výstupu v jednom, nebo více bodech neznámého systému, můžeme popsat frekvenční vlastnosti tohoto systému. Rázové kladívko je velmi jednoduchý a flexibilní zdroj rázu a je vhodné pro použití jak v laboratorních, tak i v provozních podmínkách. Vzhledem k možným změnám citlivosti rázového kladívka v čase a vlivu použitých hrotů je nutné provádět v pravidelných intervalech jeho kalibraci. [2]



Obrázek 1: Model kalibrace rázového kladívka [2]

Možný model pro popis kalibrace rázového kladívka popsaný v [3] a [4] je zobrazen na obr. 1. Samotná kalibrace se provádí porovnáním signálu z kladívka, které je reprezentováno hmotou hrotu a seismické hmoty snímače m_h s hmotou kladívka bez seismické hmoty m_b a signálem z kalibrovaného akcelerometru, umístěném na volně uloženém měřicím bloku o hmotnosti m_p . Konstanty c a k pak reprezentují tuhost a tlumení snímače zrychlení v rázovém kladívku. S využitím tohoto modelu, známé napěťové citlivosti použitého akcelerometru S_a , jeho výstupního napětí E_a a výstupního napětí kladívka E_f , lze odvodit vztah pro kalibrovanou napěťovou citlivost kladívka S_f^* : [3]

$$S_f^* = \frac{E_f S_a}{E_a m_p} \tag{1}$$

2 PŘÍPRAVEK PRO KALIBRACI RÁZOVÉHO KLADÍVKA

Vzhledem k problematické opakovatelnosti ručního úderu kladívkem na kovadlinku bloku a dalším možným nepřesnostem jako šikmý úder, nebo obtížně definovatelná síla úderu, bylo rozhodnuto o vytvoření kalibračního přípravku s kyvadlovým pohybem kladívka, který je znázorněn na obr. 2. Koncept této myšlenky byl ověřen na prototypu postaveném ze stavebnice Merkur, na kterém byl otestován způsob závěsu kladívka, jeho brždění před dopadem a zamezení dvojitého dopadu. Tyto jevy byly hlavním problémem podobného zařízení popsaného v [1].

Pro vytvoření kalibračního přípravku byl v první řadě zrekonstruován závěs měřicího bloku, který byl vytvořen v [1]. Tento závěs je vytvořen z hliníkových profilů a je tvořen rámem, na kterém jsou připevněna dvě vysunutá závěsná ramena. Pro tato ramena byly vytvořeny jednoduché konzolky z hliníkového plechu, na které se zavěšuje měřicí blok (2) s upevněným akcelerometrem (1) a které umožňují jeho posun při nastavování. Použité akcelerometry byly založeny na piezoelektrickém principu a konkrétně se jednalo o typy Aura 128, KD-32 a KD-37.



Obrázek 2: Pohled na kyvadlový kalibrační přípravek a jeho spouštěcí mechanismus

Vlastní přípravek tvoří dvě kolmé hliníkové lišty, na kterých jsou připevněny úchyty ložisek. Mezi těmito ložisky je uložena pohyblivá ocelová osa, do které je připevněno vahadlo z plochého hliníkového profilu. Na vahadle je do instalatérských pogumovaných objímek připevněno rázové kladívko (3), jehož orientaci je možné poupravit povolením šroubů objímek. Celá konstrukce je připevněna k rámu závěsu, což přispívá k jeho větší tuhosti.

Pro dosažení větších sil úderu je na konec vahadla připevněno ocelové závaží, jehož hmotnost lze v případě potřeby upravit změnou počtu plochých profilů. Zpomalení kladívka před dopadem a zamezení dvojitého dopadu zajišťují zkroucené gumičky umístěné na nosných profilech přípravku – toto řešení bude v budoucnu nahrazeno nastavitelnou gumovou zarážkou.

Aby se zamezilo vlivu operátora při spouštění a aby během měření byla zachována vždy stejná spouštěcí výška vahadla, byla přidána elektromechanická spoušť (4), která je tvořena cívkou pomocného relé RP100, do jehož kotvy se uchycuje jazýček připevněný na vahadle. Spouštění zajišťuje ovladač s odrušovacím obvodem (5), který potlačuje rušivý elektromagnetický puls vzniklý při rozepnutí cívky.

Pro obsluhu procesu kalibrace byl vytvořen měřicí program v prostředí LabVIEW 2015, který zajišťuje ukládání a zpětné vyhodnocení dat. Vlastní měření zajišťuje osciloskop Agilent 54622D, na jehož vstup je připojeno rázové kladívko a výstup akcelerometru. Samotné měření se musí kvůli větší přesnosti 10x opakovat, výstupní citlivost rázového kladívka se pak určí z průměrovaného signálu. Blokové schéma zapojení kalibračního pracoviště je znázorněno na obr. 3.



Obrázek 3: Blokové schéma zapojení kalibračního pracoviště

2.1 ZÁKMITY NA VÝSTUPU AKCELEROMETRU A JEJICH PŘÍČINA

Při provádění měření byl za určitých podmínek pozorován vznik silných zákmitů na výstupu z akcelerometru, jejichž příčinu se v práci [1] nezdařilo objasnit. Jak je patrné z obr. 4, zákmity jsou velmi silné a do procesu kalibrace vnáší velkou nejistotu – z tohoto důvodu byl proveden rozbor jejich možných příčin.



Obrázek 4: Rušení na výstupním signálu akcelerometru KD-32

Jako možné příčiny byly uvažovány vliv použitého akcelerometru, jeho upevnění, síla úderu kladívka a materiál jeho hrotu a vliv měřicího bloku. Jednotlivé vlivy byly postupně zkoumány, až bylo analýzou amplitudového spektra výstupního signálu akcelerometru zjištěno, že příčinou je pravděpodobně měřicí blok. Tohoto závěru bylo dosaženo na základě výrazných špiček v amplitudovém spektru na frekvenci okolo 25 kHz, které se při použití daného měřicího bloku objevovaly nezávisle na použitém akcelerometru a při použití druhého menšího bloku se neobjevovaly vůbec. Zkoušení různých momentů utažení potom dokázalo, že slabší připevnění akcelerometru k měřicímu bloku vnáší do systému přídavné tlumení, které je za cenu snížené citlivosti schopno zákmity částečně potlačit.

Pro potvrzení této hypotézy byl za pomoci pracovníků Ústavu automatizace v simulačním programu COMSOL Multiphysics vytvořen mechanický model obou měřicích bloků (pracovně nazvaných M1 a M2), jehož výsledky potvrdily významné prodloužení inkriminovaného bloku M2 právě na frekvenci okolo 25 kHz. Výsledky simulace zachycuje obr. 5.



Obrázek 5: Simulace rezonancí měřicích bloků

Vzhledem k tomu, že měření probíhají až do frekvencí 50 kHz, bude nutné vliv rezonujícího měřicího bloku potlačit. Jako možný způsob byla zkoušena filtrace signálu pásmovou zádrží a identifikace přenosu samotného bloku, které přinesly slibné výsledky - výzkum v této oblasti bude nadále pokračovat. Vliv ostatních prvků měřicího řetězce na tyto kmity se až na slabou rezonanci akcelerometru neprokázal.

3 ZÁVĚR

V rámci diplomové práce bylo vytvořeno nové kalibrační pracoviště pro sekundární kalibraci rázových kladívek, které odstranilo nedostatky přípravku realizovaného dříve. K hlavním výhodám nového přípravku patří zejména jeho větší pevnost, modifikovatelnost a zamezení dvojitého dopadu. Současně byl vytvořen obslužný program kalibrační procedury, který proces kalibrace automatizuje. Byl identifikován zdroj zákmitů na výstupním signálu akcelerometru použitého pro kalibraci.

Další vývoj této práce bude směřovat k vývoji pokročilejšího kalibračního přípravku s krokovým motorem a k potlačení zákmitů vznikajících na jednom z měřicích bloků. Součástí práce bude i stanovení všech zdrojů nejistot v měřicím řetězci a automatizovaná tvorba kalibračního protokolu.

PODĚKOVÁNÍ

Děkuji svému vedoucímu doc. Ing. Petru Benešovi, Ph.D. za jeho cenné rady při tvorbě tohoto článku a také Ing. Jakubovi Krejčímu za vytvoření simulací použitých měřicích bloků.

- [1] ŠAFÁŘ, J. *Kalibrace rázového kladívka*. Brno, 2015. Bakalářská práce. Vysoké Učení Technické v Brně. Vedoucí práce Beneš Petr, doc. Ing., Ph.D.
- [2] BILOŠOVÁ, Alena. VYSOKÁ ŠKOLA BÁŇSKÁ, TECHNICKÁ UNIVERZITA OSTRAVA. Aplikovaný mechanik jako součást týmu konstruktérů a vývojářů: Modální zkoušky. Ostrava, 2012.
- [3] Selecting the correct modal hammer. In: *Ask the experts* [online]. Orange County: Meggit, b.r. [cit. 2019-02-24]. Dostupné z: https://endevco.com/ask-the-experts/selecting-the-correct-modal-hammer/
- [4] DALLY, J.W., RILEY, W.F. Instrumentation for Engineering Measurements. John Wiley and Sons, New York, 1993.

TRAFFIC ASSISTANT SYSTEM FOR ROAD JUNCTIONS

David Podola

Master Degree Programme (2), FEEC BUT E-mail: xpodol03@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Petr Petyovsky

E-mail: petyovsky@feec.vutbr.cz

Abstract: Road junctions are one of the most common places where collisions happen. This article proposes an algorithm for moving object extraction, which will act as an input for an assistant system based on cameras, image processing algorithms and a light signal, monitoring the situation at a junction and providing the driver with an information, whether the situation is safe and the driver can enter the junction safely. The algorithm takes decision based on the direction and speed of the moving objects. The results have shown that it is feasible to solve the challenge by the chosen method, however, the most challenging part would be various weather conditions as well as reliable shadow detection.

Keywords: computer vision, moving object detection, vehicle detection, assistance and cooperative traffic systems, road accident reduction.

1 ÚVOD

Nedání přednosti v jízdě bylo dle statistik Policejního prezidia České republiky z let 2013 až 2017 osmou nejčastější příčinou všech dopravních nehod se smrtelnými následky. [1] Nebereme-li v potaz následky na zdraví, jedná se o převládající příčinu nehod především ve velkých městech. Jedním z rizikových míst jsou nepřehledné tříramenné křižovatky, jež bývají pro snížení rizika opatřeny dopravním zrcadlem. Pro některé řidiče je však orientace pomocí zrcadla obtížná, čímž mohou dopravní situaci nesprávně vyhodnotit a způsobit tím nehodu. Navrhované inteligentní dopravní zrcadlo vyhodnocuje situaci paralelně s řidičem a poskytuje informaci, zdali je nutno zastavit nebo zdali řidič může v jízdě bezpečně pokračovat. Informace může být předávána například formou světelné signalizace.

Po krátkém rozboru použitých algoritmů zmíní článek implementační prostředí a jazyk, následně detailněji představí zvolené algoritmy, vhodnost jejich použití pro zmíněnou aplikaci a závěrem shrne dosažené výsledky, vyhodnotí dosažitelnost řešení pomocí zvolené metody kamerových systémů a navrhne možná zlepšení.

2 ROZBOR ÚLOHY

Cílem algoritmu je rozeznat pohybující se objekt ve snímané scéně, odhadnout směr jeho pohybu a rychlost. Získané informace budou dále předány nadřazenému algoritmu, který vyhodnotí, zdali je situace v křižovatce pro vozidlo vyjíždějící z vedlejší silnice na silnici hlavní bezpečná. Implementovaný algoritmus je popsán na obrázku 1. Nadřazený algoritmus není předmětem tohoto článku. Úspěšnost jednotlivých modulů bude posouzena kvalitativně.

Jádro systému tvoří algoritmus detekce pohybujících se objektů na jednotlivých snímcích pořízených videozáznamů. Pro detekci je důležitá tvorba referenčního pozadí, imunního vůči objektům popředí, avšak akceptujícího pomalé změny světelných podmínek během dne. Modul popředí extrahuje pohybující se objekty. Výsledná maska obsahuje i případné stíny těchto objektů, které je nutno detekovat a odfiltrovat. Segmentace masky separuje jednotlivé objekty, pro které modul detekce pohybu určí jejich směr a rychlost.

3 POUŽITÉ ALGORITMY

Pro implementaci byl použit skriptovací jazyk Matlab a knihovna Image Processing Toolbox, jejichž výhodou je jednoduchost použití, ovšem za cenu nižší rychlosti. Pro použití v reálné aplikaci budou po odladění algoritmy reimplementovány pomocí jazyka C++ a knihoven OpenCV.

Z důvodu rychlejšího zpracování bylo původní rozlišení videozáznamů 1280 x 720 pixelů sníženo na rozlišení 355 x 200 pixelů a videozáznamy byly vzorkovány s periodou 1 s.



Obrázek 1: Algoritmus detekce pohybujících se objektů

Nejprve bylo vzato pět snímků videa pro **inicializaci pozadí**, sestávajícího z průměrného snímku a směrodatné odchylky, vypočítaných pro každý pixel a každý kanál zvlášť. **Aktualizace pozadí** probíhá pouze pro malé změny intenzit osvětlení v novém snímku, prahovou hodnotu tvoří k-násobek směrodatné odchylky referenčního pozadí. [2] V opačném případě je pixel prohlášen za kandidáta na popředí a je předán navazujícímu modulu.

Při **extrakci popředí** je posuzována změna normalizovaných barevných souřadnic červeného a zeleného kanálu a změna intenzit korespondujících šedotónových obrázků. [3] Pixely s nízkou intenzitou osvětlení jsou náchylné na šum, který uměle navyšuje hodnotu kalkulovaných parametrů, jež mohou překročit prahovou hodnotu a být tím falešně prohlášeny za popředí. Klesající exponenciální funkce na obrázku 2 vliv šumu eliminuje. Užitím morfologického otevření byl eliminován šum ve výsledné masce popředí.



Obrázek 2: Obrázek vlevo: Klasifikace všech pixelů jako pozadí (snímek neobsahuje žádné popředí). Obrázek vpravo: snímek s přítomným popředím. Vodorovná osa: intenzita vyšetřovaného pixelu, svislá osa: normalizovaná barevná souřadnice.

Detekce stínů byla vyzkoušena na řadě typů algoritmů jako například barevných invariantů, entropie, LBP atd. Jako nejobtížnější scéna se ukázala videa pořízená krátce po úsvitu nebo před západem slunce, kdy je slunce v reálné scéně nízko nad obzorem. Při těchto podmínkách byl v oblasti stínu malý odstup signálu od šumu a žádný z uvedených přístupů následně nedokázal stín spolehlivě detekovat. Jedinou výjimku tvoří lokální binární vzor (LBP), jež na výstupu označil alespoň obrysy stínu. Výsledků algoritmu založeném na LBP [4] by při vhodném zkombinování s dalšími technikami bylo pravděpodobně možno využít. Nabízí se například metoda hledání symetrie ve snímku popředí. Výsledek detekce je demonstrován na obrázku 3.



Obrázek 3: Detekce stínů pomocí LBP.

Pomocí **segmentace** binární masky obsahující pixely popředí je možno sledovat pohyb daného shluku pixelů, reprezentující pohybující se objekt. Segmentace probíhala s využitím knihovní funkce Matlabu Regionprops. Výstupem je počet shluků v masce popředí a souřadnice jejich středů.

Sledováním pohybu středů jednotlivých shluků byl určen **směr pohybu** objektu. K měření **rychlosti** byl definován úsek o známé délce, vyobrazený na obrázku 4. Analýzou obrazu byl určen čas, za který objekt tento úsek urazil. Na závěr byla vypočítána rychlost daného objektu.



Obrázek 4: Úsek pro měření rychlosti.

4 VÝSLEDKY ALGORITMŮ A NÁVRH ZLEPŠENÍ

Úvodní pozadí je během inicializace náchylné na nežádoucí objekty popředí, které by bylo vhodné detekovat a potlačit. Při aktualizaci pozadí dochází na okrajích stínů statických objektů k saturaci jednoho z barevných kanálů, což lze zlepšit například tvorbou dvojího pozadí – krátkodobého a dlouhodobého a následným vhodným výběrem toho nejvěrohodnějšího. Extrakce popředí poskytuje relativně spolehlivé výsledky po odfiltrování šumu pomocí matematické morfologie. Při extenzivním užití morfologie však dochází ke zkreslení tvaru extrahovaného objektu. Extrakci lze zlepšit například použitím klasifikace popředí založené na oblastech [2]. Algoritmy pro detekci stínů byly vyzkoušeny na videozáznamu se sluncem postaveným v reálné scéně nízko nad obzorem a současně s oslněným objektivem. Výsledky ukázaly, že za těchto podmínek není snadné rozlišit pohybující se objekt od jeho stínu. Jediným z vyzkoušených algoritmů, který by mohl být potencionálně využit, je LBP například v kombinaci s technikou symetrie (automobil je symetrický okolo vertikální osy). Nabízí se rovněž varianta detekci stínů úplně vyloučit a vhodně přizpůsobit navazující algoritmus segmentace objektů, který by byl vůči stínům imunní. Knihovna Image Processing Toolbox funguje při segmentaci objektů spolehlivě, není však schopna rozlišit dvě auta jedoucí v zákrytu. Detekce směru pohybu, beroucí jako jediný vstupní parametr směr pohybu středu objektu, je dobrá pro hrubý odhad směru pohybu, zároveň je však citlivá při detekci objektů na velké vzdálenosti. Více vhodných vstupních parametrů, jako např. plochy objektu, by mohlo přesnost výrazně zvýšit. Stanovení rychlosti objektu funguje spolehlivě, nicméně pouze pro jedno vozidlo, jedoucí navíc na správné straně vozovky. V dalších situacích, jako například předjíždějících se vozidlech, nelze zaručit správnou detekci a je nutno algoritmus vylepšit.

Vhodně zvolenou testovací metodou bude možné výsledky rovněž kvantifikovat a porovnat je s jinými systémy a algoritmy. Zvýšení rychlosti desktopové aplikace lze dosáhnout například pomocí její implementace v jazyce C++ s využitím knihoven OpenCV. Výskyt vozidel, jež jsou na obraze v zákrytu, lze snížit umístěním snímací kamery výše nad vozovku (při sběru testovacích videozáznamů byl objektiv umístěn ve výšce přibližně 1,5 m). Vyšší přesnosti detekce lze rovněž dosáhnout fúzí více druhů senzorů a algoritmů. Lze předpokládat, že hlavním přínosem fúze bude spolehlivá funkce algoritmu, a to i za zhoršených a nepříznivých světelných a klimatických podmínek.



Obrázek 5: Obrázek vlevo: aktuální scéna s vozidlem. Obrázek vpravo: detekované vozidlo na levém snímku.

5 ZÁVĚR

Článek se zabýval dosažitelností spolehlivé detekce pohybujících se objektů ve snímané dopravní scéně. Techniky selektivní aktualizace modelu pozadí v kombinaci s technikami extrakce popředí pomocí klesající exponenciální funkce, metodami detekce a odstranění stínů, segmentace popředí a určení směru pohybu a rychlosti ukázaly, že dosažitelnost spolehlivé detekce pohybujících se objektů na vozovce lze prohlásit za potencionálně možnou. Obrázek 5 demonstruje dosažené výsledky pro video bez přímého slunečního záření, a tedy i bez přítomnosti významných stínů. Pro definitivní potvrzení či vyvrácení dosažitelnosti řešení dané problematiky je třeba dalšího podrobnějšího zkoumání pro rozličné dopravní situace, povětrnostní vlivy, možné poruchy zařízení vedoucí k nebezpečným stavům a další faktory. Rovněž bude vhodné posoudit výsledky kvantitativně. Rychlost aplikace je možno zvýšit reimplementací v jazyce C++ s využitím knihoven Matlab. Robustnost lze dále zvýšit kombinací více druhů senzorů nebo například polohováním snímacích kamer do větší výšky na vozovku a tím omezit zákryt pohybujících se objektů.

PODĚKOVÁNÍ

Rád bych poděkoval vedoucímu mé práce, panu Ing. Petrovi Petyovskému, Ph.D. za přínosné debaty o možnostech počítačového vidění a o oblastech telematiky.

- [1] Policie ČR: Statistika nehodovosti [online]. [cit. 2018-11-04]. Dostupné z: https://www.policie.cz/clanek/statistika-nehodovosti-900835.aspx
- [2] H. Zeng and S. Lai, "Adaptive Foreground Object Extraction for Real-Time Video Surveillance with Lighting Variations," 2007 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing - ICASSP '07, Honolulu, HI, 2007, pp. I-1201-I-1204. doi: 10.1109/ICASSP.2007.366129
- [3] DAI, Jiangyan, Dianyuan HAN a Xiaowei ZHAO. *Effective moving shadow detection using statistical discriminant model*. 2015, 5400 5401. DOI: 10.1016/j.ijleo.2015.09.099.
- [4] PICCARDI, Massimo. Background subtraction techniques: a review. 2004 IEEE International Conference on Systems, Man and Cybernetics [online]. 2004, 3099 3101.

THE HEFAISTOS SYSTEM

Vlastimil Mancl

Master Degree Programme (2), FEEC BUT E-mail: xmancl00@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Stanislav Pikula E-mail: xpikul00@stud.feec.vutbr.cz

Abstract: This paper describes functionality and principle of Hefaistos system. This system is fully automated and modular. Its purpose is for measurement of frequency responses of materials and its temperature dependence. Article describes all of the parts of modular measurement system, which main part is control application, programmed in LabVIEW software environment. Application is used for synchronization of hardware i.e. synchronization of frequency analyzer with heating chamber. Final aplication is user friendly and offers frequency measurement with or without heating chamber. Possibilities of Hefaistos system are demonstrated on results of an example measurement.

Keywords: Frequency characteristics, impedance characteristics, Impedance analyzer, PZT ceramics, LabVIEW, National Instruments, Agilent 4294a, Wayne Kerr 6520B, HIOKI 3532, temperature dependence, Eurotherm, AOIP, GEMINI, HYPERION, SCPI

1 ÚVOD

Ve vědě, výzkumu či praxi je velmi často potřeba charakterizovat materiály či různé typy elektronických součástek. Nejčastěji se jedná o elektrické parametry jako jsou např. impedance, induktance a kapacitance. V některých případech je navíc nutné proměřit tyto parametry i v závislosti na teplotě. S tím souvisí i pořízení drahého laboratorního vybavení umožňující takové měření.

Na trhu měřicích přístrojů se vyskytují specifické uzavřené měřicí systémy, které jsou určeny pro stanovení konkrétního parametru, např. u piezoelektrické keramiky se jedná o často zmiňovaný piezoelektrický nábojový koeficient. Velkou nevýhodou těchto systémů je jejich vysoká cena a úzká oblast možného použití či uzavřenost celého systému.

Další možností je využít měřicí přístroj (impedanční analyzátor) a teplotní komoru, které je však nutné synchronizovat a vytvořit tak měřicí systém. Výhodou takového systému je jeho otevřenost a možná budoucí konfigurace, což z tohoto systému činí systém modulární. Tento článek se věnuje vývoji takového modulárního měřicího systému.

Systém bude využit na Ústavu automatizace a měřicí techniky pro měření elektrických parametrů keramických či piezoelektrických materiálů v závislosti na frekvenci a teplotě. Z teplotní závislosti lze získat například Curieovu teplotu piezoelektrických materiálů [1]. Měřením elektrických parametrů lze získat i všechny potřebné údaje pro vytvoření ekvivalentního náhradního schématu materiálu [2, 3]. To lze následně použít pro simulace či parametrizaci měřeného materiálu. Některé frekvenční analyzátory jsou schopny tyto parametry stanovit přímo. Konkrétně se jedná např. o Agilent 4294a [4] či Wayne Kerr 6520B [5].

2 MĚŘICÍ SYSTÉM

V rámci tohoto článku je třeba stanovit si, že řídicí program slouží k řízení celého měřicího systému. Ovládací program slouží k ovládání impedančních analyzátorů. Hlavní myšlenkou měřicího systému je využít libovolný z dostupných frekvenčních analyzátorů či teplotních komor. Uživatel si sám vybere s jakou konfigurací chce měřit.

Systém je založen na vzájemné komunikaci tří částí. Jimi jsou PC, impedanční analyzátor a teplotní komora. Řídicím členem celého systému je PC na němž je spuštěn řídicí program, vytvořený ve vývojovém prostředí LabVIEW od společnosti National Instruments. PC komunikuje s impedančními analyzátory rozhraním GPIB či LAN. S pecí probíhá komunikace přes rozhraní RS422. Schéma zapojení modulárního měřicího systému je na obrázku 1.

K realizaci projektu byly dostupné tyto přístroje: Impedanční analyzátory Agilent 4294a, Wayne kerr 6520b a RLC meter HIOKI 3532. Kalibrační pece AOIP GEMINI 700 LRI Basic a HYPERION Basic.



Obrázek 1: Principiální schéma modulárního měřicího systému HEFAISTOS.

Řídicí program zasílá příkazy v jazyce SCPI do analyzátorů. V případě teplotních komor volá ovladače dodané výrobcem. Přístroje v měřicím systému poskytují zpětnou vazbu o úspěšném provedení požadavků. Zároveň poskytují změřené data, či data o aktuální teplotě. Na základě zpětné vazby program provádí řízení celého systému.

Měřený materiál je uchycen ve speciálním přípravku, který je vložen do vnitřního prostoru kalibrační komory. Speciální přípravek je propojen se vstupy impedančního analyzátoru pomocí čtyřvodičového zapojení.

3 VÝVOJ ŘÍDICÍHO PROGRAMU

Pro vznik řídicího programu byly v prvním kroku vyvinuty samostatné ovládací programy pro obsluhu všech frekvenčních analyzátorů či RLC metru HIOKI. Části těchto ovládacích programů byly využity jako bloky subVI ve výsledném řídicím programu měřicího systému.

Pokud to bylo možné, tak byly v ovládacích programech použity bloky subVI ovladačů od výrobce přístrojů. Co se týče impedančních analyzátorů, tak vyhovovaly ovladače pouze u přístroje Agilent 4294A a to jen částečně. Ovladače musely být doplněny, jelikož poskytovaly pouze možnost konfigurace přístroje a vyčítání dat. Pro splnění požadavků aplikace musely být vytvořeny ovladače pro získání konfigurace přístroje. U přístroje Wayne Kerr 6520B a HIOKI 3532 bylo nutno vytvořit ovladače zcela nové, neboť jiné buď neexistují nebo nevyhovují požadavkům ovládacího programu. Ovladače byly vytvořeny použitím příkazů SCPI a se znalostmi získaných z prostudování technické dokumentace k přístrojům.

Výsledkem prvního kroku jsou ovládací programy impedančních analyzátorů, které umožňují vzdáleně konfigurovat měření, nahrát aktuální konfiguraci nebo získat a uložit naměřená data. Ovladače kalibračních pecí nebylo nutné nijak upravovat. A mohly být tedy použity pro vývoj řídicího programu měřicího systému. Díky vzniklým ovládacím programům a ovladačům pece bylo možné přejít na druhý krok, ve kterém byl vyvinut řídicí program měřicího systému.

Řídicí program vychází z architektury "*Continuous measurement and logging*" [6]. Ta pracuje na principu paralelní struktury využívající pět paralelních while smyček. Hlavní smyčka obsluhuje neustálou kontrolu a detekci událostí. Tato smyčka, na základě události, řídí smyčku pro obsluhu zpráv. Smyčka obsluhy zpráv předává pokyny smyčkám pro sběr dat a pro ukládání dat. Poslední smyčka slouží pro neustálé zobrazování dat do grafu.

Paralelnost smyček propůjčuje možnost ovládat současně kalibrační komoru a analyzátor. Výsledný program je komplexní, událostmi řízený algoritmus. Program je doplněn i o algoritmy analýzy změřených hodnot, které, pokud existuje, naleznou a stanoví rezonanční a anti-rezonanční frekvenci společně s hodnotou impedance.



Obrázek 2: Ukázka uživatelského prostředí řídicího programu.

4 POPIS UŽIVATELSKÉHO ROZHRANÍ ŘÍDICÍHO PROGRAMU

V programu má uživatel možnost zvolit si typ použitého analyzátoru a kalibrační komory. Dále si uživatel volí vícenásobné rozsahy frekvencí a parametr, který má na zadaných rozsazích systém změřit. Pro konfiguraci teplot si uživatel vždy volí teploty, při kterých je požadováno měření parametrů materiálu či součástky.

Nastavování teplot probíhá dvěma módy. Buď jsou teploty nastavovány a čeká se na jejich ustálení. Nebo nastavování teploty probíhá v módu teplotní rampy, při kterém je nutno zvolit krajní teploty a rychlost ohřevu ve °C/min. V módu teplotní rampy neprobíhá ustálení na dané teplotě. Měření započne těsně před dosažením žádané teploty a skončí krátce po ní. Tento způsob nedosahuje takové přesnosti jako u metody ustálení, ale je často využívané při stanovení Curieovy teploty. Výsledky měření jsou zapisovány do souborů typu TDMS či CSV.

Automatizovaný modulární systém splňuje základní požadavky na měření průběhů impedančních případně fázových charakteristik viz obrázek 3a a současně stanovení teplotní závislosti v zadaném rozsahu teplot viz obrázek 3b.





(a) Frekvenční charakteristika impedance a fáze s vyznačením rezonanční a anti-rezonanční frekvence. Vzorek: Tenký disk $OD = 20 \text{ mm} \times \text{TH} = 2 \text{ mm} (\text{průměr} \times \text{tloušť ka vzorku}).$

(**b**) Závislost impedance a fáze na frekvenci a teplotě v oblasti radiální rezonance.

Obrázek 3: Ukázka změřených frekvenčních závislostí.

5 ZÁVĚR

Byly vytvořeny ovládací programy pro dostupné impedanční analyzátory. Po otestování jejich funkčnosti byly společně s ovládáním teplotních komor upraveny do výsledné řídicí aplikace měřicího systému Hefaistos. Ten umožňuje měření samostatných impedančních charakteristik nebo i jejich závislost na teplotě. Výsledky ukázkového měření (závislost impedance na frekvenci a teplotě) je možné vidět na obrázku 3b. Tím byla demonstrována plná funkčnost systému.

Jelikož jsou dostupné tři analyzátory a dvě kalibrační pece, tak lze současně využívat až dva měřicí systémy pro získání elektrických frekvenčních charakteristik. Pokud je tedy požadavek pro měření dvou a více součástek, tak lze zkrátit délku měření až o polovinu.

- Jaffe, B., Cook Jr, W.R. & Jaffe, H., *Piezoelectric Ceramics*, Academic Press London and New York, 1971, 315 p., ISBN 0-12-379550-8.
- [2] APC International, *Piezoelectric Theory and Applications, Piezoelectric Ceramics: Principles and Applications*, American Piezo Ceramics Inc., 2002, 112 p., ISBN 0-9718744-0-9.
- [3] Waanders, J.W., *Piezoelectric Ceramics: Properties and Applications*, 1st edition (4-91), Philips Components, Eindhoven The Netherlands, ISBN 9398-651-80011.
- [4] Agilent Technologies Japan, Ltd.: AGILENT 4294A Precision Impedance Analyzer Operation Manual [manual]. 7. vyd. Japonsko: Kobe Instrument Division, Únor 2003. Dostupné z URL: https://literature.cdn.keysight.com/litweb/pdf/04294-90060.pdf?id=1000002189-1:epsg:man. [cit. 2019-1-28]
- [5] Wayne Kerr Electronics Inc. Precision Impedance Analyzers 6500 Series User Manual. Issue B. 2006.
- [6] National instruments. *Continuous Measurement and Logging*. Labview HELP [Project Template] 2014.
HARDWARE FOR ULTRASONIC ANEMOMETER

Vladan Veselý

Master Degree Programme (1), FEEC BUT E-mail: xvesel62@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Stanislav Klusáček

E-mail: klusacek@feec.vutbr.cz

Abstract: The article describes the development of hardware for a low cost ultrasonic anemometer. The core of the device is a STM32F103CBT6 processor, a part of the Maple Mini development platform. In addition to ultrasonic measurement circuits, meteorological sensors and communication circuits are also connected to the processor. The paper also discusses various methods to excite ultrasonic transducers and to process the received signal; the latter procedure embodies the basis of the designed instrument. All the electronic components are embedded in a self-heating plastic case. The sensor satisfies all relevant safety and weather resistance requirements.

Keywords: Anemometer, Ultrasound, Maple Mini, STM32, IP68

1 ÚVOD

Cílem projektu bylo prostudovat veškeré dostupné zdroje a navrhnout kompletní ultrazvukový anemometr tak, aby vyhověl v aplikacích pro jachting. Navržený anemometr bude měřit směr a sílu větru v jachtklubech nebo přímo na plachetnicích.

Významnou předností ultrazvukových anemometrů je jejich přesnost a mechanická odolnost. Přesnost měření těchto snímačů, na rozdíl od klasických mechanických anemometrů, je stejná v celém rozsahu měření, ultrazvukový anemometr navíc dosahuje lepší přesnosti měření směru větru. Ultrazvukové anemometry poskytují jedinou možnost, jak zjistit směr slabého větru.

Cílem tedy bylo sestrojit anemometr, který bude měřit s lepšími parametry, než jsou parametry mechanického anemometru a současně bude mít lepší vlastnosti a zejména delší životnost. Vyvinutý ultrazvukový anemometr by měl kromě výše uvedených vlastností současně nabízet i stejnou přesnost měření síly větru jako srovnatelné konkurenční snímače, přesnější měření směru větru a výrazně nižší pořizovací náklady.

Pro srovnání komerční ultrazvukový anemometr WindSonic od firmy GILL Instruments má měřicí rozsah 0 - 60 m/s, nepřesnost měření rychlosti větru ± 2 %, nepřesnost směru větru $\pm 2^{\circ}$ a maximální frekvenci měření 4 Hz. Vyvíjený anemometr bude dosahovat stejných parametrů, nepřesnost směru větru bude ve větru do 8 m/s pouze $\pm 1^{\circ}$. Cena vyvíjeného anemometru bude dosahovat maximálně 30 % ceny anemometru WindSonic [1].

2 VOLBA TOPOLOGIE ANEMOMETRU

Dříve byly pro měření směru a síly větru ultrazvukem využívány poměrně rozměrné anemometry. Tyto anemometry využívaly přímé šíření ultrazvukového signálu mezi měniči. Každá měřená dimenze zde představuje jeden pár ultrazvukových měničů, směr větru je z více párů jednoduše dopočítáván. Postupem času bylo vyvinuto několik dalších topologií ultrazvukových anemometrů. Přístroje začaly být menší, většinou šlo o odrazové ultrazvukové anemometry. Jak ukazuje obrázek 3, je navržený anemometr taktéž odrazový a je složen ze dvou plastových dílů. Spodní díl slouží k uchycení čtveřice ultrazvukových měničů s uzavřenou konstrukcí. Horní díl slouží jako odrazová plocha. Oba díly jsou spojeny uhlíkovými trubičkami. Zvolená topologie umožňuje dosažení krytí IP68.

V obou dílech anemometru jsou umístěny topné rezistory, které zabraňují nežádoucímu namrzání. Rezistory jsou doplněny o hliníkové díly, které rozvádí teplo a chrání plastové tělo před lokální tepelnou deformací. Hliníkové díly je možno vidět na obrázcích níže. Obrázek vlevo ukazuje řez spodním dílem anemometru. Na pravé straně je snímek pořízený termokamerou. Jasná místa ukazují topné rezistory, hliníkový díl pro rozvod tepla ve tvaru čtyřlístku je zde také vidět.



Obrázek 1: Řez spodním dílem přístroje (vlevo) a snímek distribuce tepla v horním (odrazovém) dílu anemometru

3 BUZENÍ ULTRAZVUKOVÝCH MĚNIČŮ, HARDWARE

Centrálním prvkem anemometru je procesor s dostatečnou pamětí a výpočetním výkonem. Použitý procesor STM32F103CBT6 poskytuje i dostatek vstupně-výstupních pinů a dostatek komunikačních rozhraní. Komunikaci s okolím hardwarově zajišťuje RS232 (s komunikační protokolem NMEA0183 využívaným na lodích), RS485 a GSM.



Obrázek 2: Hardwarová struktura navrženého anemometru

Na obrázku č. 2 je zobrazena hardwarová struktura navrženého anemometru. Ve schématu je vidět, že přístroj obsahuje dva procesory. Hlavní procesor (master) má na starosti klíčové funkce anemometru. Druhý procesor (slave) je umístěn v horním (odrazovém) dílu anemometru, obsluhuje pouze senzory a LED. Master a Slave je propojen prostřednictvím sériového rozhraní UART.

Při měření generuje master obdélníkový signál o frekvenci 40 kHz. Tento signál spíná tranzistory, které za pomoci transformátorů K4000004 generují budicí signál s amplitudou 60 V. V rámci projektu byly navrhnuty a testovány i vlastní toroidní transformátory s jádrem FT100A-77. Vlastní transformátory měly lepší parametry, ale byly poměrně drahé a velké. [2]

Kromě již zmíněné části pro buzení ultrazvukových měničů jsou ke zjištění síly a směru větru nutné i obvody pro zpracování signálu. Protože je vždy potřeba zpracovávat signál pouze z jednoho měniče, byl využit běžně používaný přepínač (demultiplexor) typu 74HC4052. Přijatý signál je následně zesílen a navzorkován, poté probíhá jeho digitální zpracování.

Přístroj je napájen napětím 9 - 48 V DC, to umožňuje napájení ze sítě nebo z palubní baterie plachetnice. Spotřeba samotného anemometru nepřesahuje 50 mA, dalších 24 W může spotřebovat vyhřívání.

4 ZPRACOVÁNÍ PŘIJATÉHO SIGNÁLU

Graf 1 zobrazuje klíčové signály anemometru. Každý signál má jiné měřítko, oba signály mají frekvenci 40 kHz. Modře je zobrazen budicí signál o amplitudě 60 V. Růžovou barvou je vykreslen přijatý, zesílený a vyfiltrovaný signál o maximální amplitudě 600 mV.

Zpracování signálu u přímých (bezodrazových) anemometrů je snadné, zjišťuje se zde pouze poloha největší amplitudy (oblast 2 v grafu 1). Pro odrazové anemometry je ale přijatý signál v oblasti 2 společně se signálem v oblasti 1 nežádoucí. Oblast 2 vzniká přímým šířením ultrazvuku, pro její potlačení by bylo nutné využívat ultrazvukové měniče s malým vyzařovacím úhlem. Oblast 1 vzniká šířením ultrazvuku tělem přístroje, potlačení je možné mechanickou izolací měničů.

Rychlost větru je získávána z křivky v oblasti 3. Jde o odražený ultrazvukový signál. Pozice maxima v oblasti 3 koresponduje s rychlostí větru. Naměřená data byla získávána a ověřována za pomoci experimentální větrného tunelu vlastní konstrukce.



Graf 1: Klíčové signály anemometru

Optimalizace výpočtu směru a síly větru bude nadále zlepšena. Rychlost šíření zvuku ve vzduchu je ovlivňována teplotou, tlakem a vlhkostí vzduchu. Tyto parametry musí být výpočtem zohledněny. [3]

5 ZÁVĚR

Byl navržen a realizován kompletní ultrazvukový anemometr, jehož součástí jsou kromě plastového těla s ultrazvukovými měniči a elektronikou i výkonové rezistory pro vyhřívání a senzory meteorologických veličin. Navržený anemometr a deska plošných spojů je na obrázku 3.

Kalibrace měření směru větru byla provedena postupným otáčením přístroje ve větrném tunelu. Získaná kalibrační křivka byla zanesena do výpočtů, poskytuje tak možnost přesného určení směru větru dle požadavků zadaných v úvodní kapitole. Pro dosažení lepších přesností měření síly větru oproti komerčně dostupným přístrojům je nutná kalibrace v akreditované laboratoři.





Obrázek 3: Dokončený ultrazvukový anemometr (vlevo), navržená deska plošných spojů

REFERENCE

- [1] Gill Instruments: meteorological technology: Wind Sensor Technical Information. Gill Instruments [online]. Hampshire, UK: Gill Instruments, 2019 [cit. 2019-03-23]. Dostupné z: http://gillinstruments.com/products/anemometer/windsonic.htm#windsensor
- [2] FAKTOR, Zdeněk. *Transformátory a cívky*. Praha: BEN technická literatura, 1999. ISBN 80-860-5649-X.
- [3] OBRAZ, Jaroslav. Ultrazvuk v měřicí technice. Vydání druhé. Praha: SNTL, 1984.

AUTOMATIC QUALITY ASSURANCE OF SOFTWARE FOR EMBEDDED DEVICES

Aleš Pernikář

Master Degree Programme (2), FEEC BUT

E-mail: xperni08@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Peter Honec

E-mail: honecp@feec.vutbr.cz

Abstract: This article concerns automation of software and hardware testing using the robotic testing system called RQA. It describes a design of an interface producing test scenarios using the robotic testing system. Next it elaborates metrics measured during testing used for quality assurance of the system uder test. One of the topics covered is a visualization of test data and measurements for an easy overview of quality.

Keywords: Automation, automated testing, robot, regression tests, quality assurance, data visualization

1 ÚVOD

Vývoj software postupuje vysokým tempem a vznikají nové požadavky na zajišťování jeho kvality. Čistě softwarové testování má své nedostatky, kdy takové testování nemusí obsáhnout všechny problémy a úskalí typická pro spojení se specifickým hardwarem. Tato práce se zabývá otázkou, jak efektivně vytvářet nové testovací scénáře s minimální zátěží pro operátora, ovšem s reálným hardwarem, který navíc může být proměnný [3]. Dalším důležitým aspektem je vizualizace dat testování, aby byly výstupy a závěry testu přehledné a vypovídající pro každého. Výsledky testování je třeba dlouhodobě automaticky vyhodnocovat a zdůraznit trendy ve změně kvality na základě naměřených údajů během testování.

2 ROZBOR

Ve firmě YSoft pracuji na projektu Robotického testovací systému pro kontrolu kvality (zkráceně RQA – Robotic quality assurance). Tento byl zpočátku navrhutý pro potřeby testování YSoft SafeQ na multifunkčním zařízení ovládaném přes rozhraní určené primárně pro člověka, tedy dotykový terminál. Jedná se o robotický manipulátor, kameru a řídicí software, systém zpracování obrazu z kamery a další komponenty. Robotický manipulátor provádí akce na dotykovém terminálu[1] (tap, swipe) podle zadaného testovacího scénáře, jak je vidět na *Obrázku 1*.

Celý systém se skládá z několika dílčích aplikací, které mají vymezenou zodpovědnost a komunikují spolu (viz *Obrázek 2*). Aplikace RQA Robot control posílá instrukce robotickému manipulátoru o pohybu na určité pozice na terminálu, robot tedy vykoná tuto akci a terminál zareaguje obvykle změnou obrazovky. Kamera na požadavek zachytí tuto změnu a odešle snímek aplikaci Image processing pro další zpracování. Image processing pošle výsledek zpracování do Robot control, který tak získá zpětnou vazbu o úspěšnosti akce [4].

2.1 TVORBA TESTOVACÍCH SCÉNÁŘŮ

Pro automatizovanou tvorbu testovacích scénářů bylo nutné vytvořit jednotný formát testů, které je robot schopný provést a také uživatelské rozhraní, které je intuitivní a produkuje testovací scénáře v tomto formátu. Do robotického systému RQA jsem implementoval základní akce, jako poklepání na známé tlačítko nebo skupinu tlačítek, ověření požadované obrazovky nebo navigace na určitou obrazovku přes známá tlačítka (dostupná v databází známých prvků). Spojením těchto základních

akcí dohromady vzniká složená akce, která přináší vyšší funkcionalitu, a může být využita při tvorbě různých scénářů.

Nejdříve jsem pro tvorbu testů vytvořil open-source framework pro automatizované akceptační a regresní testy jménem Robot Framework využívající syntaxi Gherkin. Ten využívá princip tvorby keywordů, což jsou uživatelsky definované složené akce. Výhodou toho přístupu je znovupoužití keywordů pro různé testované zařízení, testovací scénář se tedy napsal pouze jednou a měl být kompatibilní se všemi testovanými zařízeními. Problémem byly odchylky v nových testovaných zařízeních a následná úprava testovacích scénářů tak, aby se zachovala kompatibilita se současnými zařízeními. Každá úprava byla tedy velmi časově náročná nebo způsobila zanesení nechtěných chyb a vykazování falešně pozitivních nálezů. Další nevýhodou se ukázala poměrně dlouhá doba identifikace přesné příčiny chyby testu. Systém vykazoval velkou míru falešných nálezů (70 až 90 %) a to nejen během ladění testovacích scénářů.

Zkusil jsem tedy změnit přístup k tvorbě testovacích scénářů a zakomponovat je přímo do robotického systému RQA. Místo vytváření v externím frameworku pomocí textového zápisu jsem zavedl rozhraní pro přenesení znalosti testovacího inženýra (jak vypadá test) přímo do základních akcí robota. Daný návrh se uloží do databáze a dále je k dispozici být kdykoliv automaticky spuštěn při pravidelných testech (každý den nebo častěji podle potřeby).



Obrázek 1: Robotický manipulátor před testovaným terminálem

Tento přístup také přinesl snadnější identifikaci příčiny chyby. Protože testy jsou pod správou samotného testovacího systému, a ne externího frameworku, dojde ke srovnání chybného průběhu se vzorovým, zda se změnila např. pozice definovaného tlačítka, vzhledu obrazovky nebo jiné nastavení. Pokud není zjištěna relevantní změna v interních datech testovacího systému, zvyšuje se pravděpodobnost, že nalezená chyba je skutečně způsobena změnou v testovaném systému.

Pro vizualizaci výsledků jsem vytvořil přehlednou dashboard se shromážděnými výsledky za vybrané období a kategorie testů. Obsahuje procentuální úspěšnost testů, míru pokrytí automatizovanými testy a vývoj úspěšnosti testů na vybraných zařízeních v čase. Tohle se ukázalo jako další zjednodušení práce s robotickým testovacím systémem a ušetření času při analýze výsledků testů.



Obrázek 2: Blokové schéma systému RQA

3 ZÁVĚR

V tomto článku jsem naznačil fungování automatického testovacího systému RQA využívaného zejména pro testování software YSoft SafeQ na multifunkčních zařízeních. Zabýval jsem se způsobem tvoření testovacích scénářů a jejich následném spouštění včetně měření vybraných kritérií kvality. Výsledky testování se dlouhodobě shromažďují a vizualizují se do denního nebo týdenního souhrnu s dalšími užitečnými údaji, jako pokrytí testů, procentuální úspěšnost nebo počet testů ukončených se stejnou chybou. Ve srovnání s manuálním testování má automatizované testování řadu benefitů, zejména ušetřený čas operátora, možnost testování v libovolnou denní dobu, přesné opakování zadaných testů nebo nezávislost na individuálním posuzování operátora. Nevýhody spojené s poměrně vysokým množstvím falešných nálezů chyb jsem zmírnil zvýšením robustnosti samotných akcí, jejich opakováním a změnou přístupu k tvorbě testovacím scénářům. Hlavní přínos se ukázal být v posunu od pouhého nástroje k operování s multifunkčními zařízení na komplexní testovací systém se zodpovědností od tvorby testů přes jejich spuštění až po vizualizaci a vyhodnocení výsledků testů.

REFERENCE

- [1] Aleš Pernikář. *Calibration How robot learns the environment* [online]. 27.10.2015 [cit. 2018-11-19]. Dostupné z: https://www.ysofters.com/2015/10/27/calibration-how-robotlearns-the-environment/
- [2] NORVIG, Peter a Stuart RUSSELL. *Artificial Intelligence: A Modern Approach*. 3rd Edition. Pearson, 2016. ISBN 978-1292153964.
- [3] LU, Luo. Software Testing Techniques: Technology Maturation and Research Strategy [online]. In: . s. 20 [cit. 2018-11-19]. Dostupné z: http://www.cs.cmu.edu/~luluo/Courses/17939Report.pdf
- [4] KYZLINK, Jiří, Václav NOVOTNÝ, Aleš PERNIKÁŘ, Jakub PAVLÁK a Ondřej KRAJÍČEK. Universal automated testing of embedded systems. 2017. United States. US 2018 / 0113774 A1. Uděleno 26.4.2018. Zapsáno 19.10.2017. Dostupné také z: https://patents.google.com/patent/US20180113774A1/

DESIGN OF THE ENDPOINT TRAJECTORY OF THE RO-BOTIC ARM USING THE VIRTUAL POINT METHOD

Ľubomír Bubeník

Master's degree Programme (2), FEEC BUT E-mail: xbuben03@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Petr Pivoňka

E-mail: pivonka@feec.vutbr.cz

Abstract: The paper deals with a new approach to create a robotic arm trajectory. The first part describes the implementation of the trajectory planning into the web environment. The second part shows virtual point method, the virtual robot model and the trajectory generation. The last part presents designed communication between the industrial systems and the robotic arms.

Keywords: Robotic arm, trajectory planning, HTML5, CSS3, industry production, virtual reality

1 ÚVOD

Robotické ramená sú neoddeliteľnou časťou moderného výrobného procesu. Každé robotické rameno ale vyžaduje špecializovaný software a skúseného programátora pre tvorbu trajektórie. Z týchto špecifikácií vyplýva, že použitie robotického ramena vo výrobnom procese je finančne nákladné a časovo náročné. Zmyslom práce je vytvoriť nový prístup k programovaniu robotického ramena tak, aby sa časová a finančná náročnosť znížila.

V dnešnej dobe sú stále preferované textové jazyky pri programovaní robotických ramien. Ich použitie ale rapídne spomaľuje návrh trajektórie. Programátor musí byť často dostatočne skúsený, aby si vedel predstaviť scénu. Na druhej strane software, ktorý podporuje tvorbu trajektórie umiestnením bodov do priestoru, je často drahý. Navyše software v oboch prípadoch vyžaduje konkrétny operačný systém s dodatočnou inštaláciou.

2 NÁVRH WEBOVEJ APLIKÁCIE

Použitie virtuálneho priestoru vo webovej aplikácii na tvorbu jednoduchej trajektórie koncového bodu robotického ramena mení pohľad na spôsob plánovania trajektórie robotického ramena. Na plánovanie trajektórie môže byť použité akékoľvek zariadenie, ktoré disponuje webovým prehliadačom. Nároky na výkon zariadenia rastú iba s komplexnosťou navrhovanej trajektórie. Navyše je možné uplatniť princípy ako pri cloudových riešeniach.

Celá webová aplikácia je písaná modulárne. Tento spôsob je časovo náročnejší, ale pri pridávaní ďalších modulov nie je treba meniť už funkčný kód. Z dlhodobého hľadiska je webová aplikácia ľahko udržiavateľná.

Návrhom trajektórie z webového prostredia sa už čiastočne zaoberá publikácia s názvom: *New 3D HMI tool for robot path planning based on latest W3C standards*. Publikácia popisuje návrh plánovania trajektórie lanového robota v 3D priestore. Obsah je ale primárne zameraný na výpočet kinematiky a následné spracovanie pohybu na úrovni priemyselného zariadenia. [1]

2.1 NÁVRH APLIKAČNÉHO ROZHRANIA PRE WEBOVÉ PREHLIADAČE

Na urýchlenie vývoja webovej aplikácie bude použité aplikačné rozhranie (API), ktoré poslúži ako základ pre tvorbu trojrozmerného virtuálneho priestoru. Výber aplikačného rozhrania pre 3D grafiku

je rozdelený na dve úrovne. Na nízkoúrovňové API, ktoré spracúva výpočtový výkon zariadenia a ponúka najzákladnejšie grafické prvky a vysokoúrovňové API, ktoré ponúka veľké množstvo rozšírených funkcií založených na nízkoúrovňovom API. Ako nízkoúrovňové API je najvhodnejšie rozhranie s názvom WebGL. Rozhranie ako jediné spĺňa požiadavky na aplikáciu a zároveň je dostatočné odladené. Z oficiálnej stránky poskytovateľa WebGL vyplýva, že až 90 percent zo všetkých užívateľmi preferovaných webových prehliadačov, podporuje API WebGL. Z hľadiska funkcií, ktoré budú využité vo webovej aplikácii je najvhodnejšie vysokoúrovňové API s názvom Three.js. Rozhranie ponúka veľké množstvo funkcií, ktoré sú zamerané na oblasť CAD systémov a 3D grafiky. Vo virtuálnom prostredí sa užívateľ môže ľubovoľne pohybovať pomocou dotykových gest alebo počítačovej myši. Webové prostredie ponúka aj možnosť virtuálnej reality. Webová aplikácia zobrazená na mobilných zariadeniach, ponúka lacnú alternatívu na rozdiel od zariadení priamo určených pre virtuálnu realitu.[1][3]

2.2 VIRTUÁLNE BODY V PRIESTORE

Virtuálny bod je súčasťou akéhokoľvek objektu, ktorý sa nachádza vo virtuálnom priestore a je priamou súčasťou výslednej trajektórie robotického ramena. Z logického hľadiska nemôže byť celý objekt so svojou plochou súčasťou trajektórie, preto výslednú trajektóriu určuje nekonečne malý bod, ktorý sa nachádza najčastejšie v strede objektu. Aby bol virtuálny bod pre užívateľa viditeľný, v priestore je reprezentovaný ako trojrozmerný objekt s určitou veľkosťou a tvarom. O generovanie a správu virtuálnych bodov vo webovej aplikácii sa stará aplikačné rozhranie VPLib.js, ktoré bolo vytvorené ako súčasť práce. Tvar objektu, ktorý bude reprezentovať virtuálny bod, si môže užívateľ sám zvoliť. Prostredie ponúka užívateľovi možnosť, aby boli virtuálne body reprezentované vlastnými objektami, ktoré sú generované pomocou CAD systémov. Pozícia virtuálneho bodu je daná vždy v súradniciach X, Y, Z od počiatku scény. Rotácia objektov na zvolených súradniciach je vyjadrená buď v Eulerových uhloch alebo v quaternionoch. S každým bodom môže užívateľ ľubovoľne rotovať a presúvať ho po scéne obyčajným potiahnutím prsta alebo myšou.

2.3 PLÁNOVANIE TRAJEKTÓRIE POMOCOU VIRTUÁLNYCH BODOV

Všetky virtuálne body, ktoré sú použité na výslednú trajektóriu koncového bodu robotického ramena, sú rozdelené do blokov. Blok môže obsahovať jeden alebo viac virtuálnych bodov, ktoré sú označené vždy rovnakou farbou. Bloky boli vytvorené za účelom vytvorenia plynulej trajektórie. V rámci jedného bloku je vždy vytvorený splajn, ktorý musí prechádzať virtuálnymi bodmi a zároveň definuje trajektóriu medzi virtuálnymi bodmi, tak aby bol pohyb robotického ramena plynulý, čo zvyšuje životnosť mechaniky robotického ramena. Pokiaľ je ale požiadavka na okamžitú zmenu trajektórie, je pridaný ďalší blok. To znamená, že medzi posledným virtuálnym bodom bloku 1 a prvým virtuálnym bodom bloku 2, je najkratšia možná trajektória. Aktuálna trajektória je reprezentovaná segmentovanou čiarou s hrúbkou 1 pixel. So zmenou pozície každého virtuálneho bodu je znovu prepočítaná trajektória celého bloku. Na prepočítanie trajektórie pre export je využitý splajn tvorený čiarou, ktorej hustota segmentov sa zvyšuje s uhlom zmeny smeru vektorov. Rotácia medzi virtuálnymi bodmi je prepočítavaná priemerne tak, aby bola rotácia plynulá v celom priebehu.

3 GRAFICKÉ UŽÍVATEĽSKÉ ROZHRANIE WEBOVEJ APLIKÁCIE

Súčasťou webovej aplikácie je aj virtuálny model skutočného robotického ramena. Virtuálny model je opäť zložený z častí, ktoré sú do webového prostredia importované ako súbory z výstupu CAD systému. Tým, že je robot zložený z určitého množstva častí, poskytuje možnosť vytvárať rovnaký pohyb ako reálny robot. Virtuálny model má pripravených niekoľko vstupov ako pristupovať ku kinematike robotického ramena. Prvým je vstup pre vlastnú kinematiku, ktorú je možné načítať ako knižnicu.[4] V tomto prípade môže celá scéna fungovať nezávisle v simulácii. Ďalším prístupom sú reálne dáta poskytnuté z robotického ramena. Posledným vstupom sú dáta poskytnuté softwarom tretej strany, ktorý vykonáva všetky výpočty a odosiela ich späť do webovej aplikácie. Ako komuni-kačné kanály boli zvolené dva rôzne spôsoby. Prvým je komunikácia cez protokol WebSocket, ktorý je všeobecne podporovaný webovými technológiami, ale do priemyselného prostredia preniká len

pomaly. Druhým je komunikácia pomocou protokolu OPC UA, ktorý je už štandardom v priemyselnej automatizácii. Následne sú informácie predávané pomocou preddefinovaných kanálov.

4 GRAFICKÉ UŽÍVATEĽSKÉ ROZHRANIE WEBOVEJ APLIKÁCIE

Neoddeliteľnou súčasťou užívateľského prostredia je intuitívne ovládanie webovej aplikácie. Prvky užívateľského prostredia sú rozdelené do niekoľkých častí.

4.1 PRÁCA S KAMEROU

Pohľad na virtuálnu scénu je vykonávaný cez kameru s perspektívnym videním. Tento spôsob naviac pripomína pohľad bežného človeka. Automatický pohyb kamery je riadený systémom udalostí. Jednou z týchto udalostí je napríklad pridanie nového virtuálneho bodu. Kamera vykoná plynulý presun z pôvodného miesta na nové miesto pred novo pridaný virtuálny bod tak, aby pohľad kamery vždy smeroval cez stred virtuálneho bodu do stredu scény. Tento spôsob zaistí, že užívateľ vie, kde sa kamera premiestnila a taktiež, ktorým smerom je natočená.

Ďalšou udalosťou je centrovanie kamery na vybrané miesto. Kamera má pohyblivý stred rotácie, ktorý sa mení s každým posunom v scéne. Užívateľské prostredie má implementovanú funkciu okamžitého centrovania. Ak užívateľ klikne na vybraný bod v scéne, stred rotácie sa zmení a je možné rotovať kamerou okolo objektu.

4.2 ZOBRAZENIE BODOV V SCÉNE

Webová aplikácia je vybavená bočným výsuvným panelom, ktorý prehľadne zobrazuje importované zariadenia do scény, jednotlivé bloky a body v nich umiestnené. Pomocou bočného panela je možné pridávať alebo spravovať celé bloky a ich nastavenia. Taktiež je možné cez panel pridať alebo editovať virtuálne body. Po kliknutí na už existujúci bod je kamera automaticky premiestnená na zvolené miesto. Z panelu je ďalej možné odstraňovať jednotlivé virtuálne body. Pokiaľ je blok prázdny, je automaticky odstránený. Bočný panel využíva najnovšie technológie z oblasti dizajnu, ktoré ponúkajú HTML5 a CSS3.

4.3 KONTROLA ZVOLENÉHO BODU

Po kliknutí na virtuálny bod sa zobrazí prehľadná ponuka, v ktorej je možné zobraziť aktuálnu pozíciu bodu, jeho rotáciu alebo centrovanie naň. Tento panel slúži aj na zadávanie presných súradníc v číselnej forme alebo presne zadaný uhol rotácie.



Obrázok 1: Pohľad na webovú aplikáciu s klasickým a mobilným zobrazením

ZÁVER

Trajektória koncového bodu robotického ramena môže byť tvorená aj z webového prostredia. Presunom do webovej aplikácie už nie je užívateľ viazaný konkrétnym operačným systémom a inštaláciou dodatočného softwaru. Navyše, pri presune na internet môžu byť uplatnené klasické cloudové riešenia. Spolu s webovou aplikáciou bola vytvorená trojrozmerná virtuálna scéna, v ktorej je možné tvoriť trajektóriu koncového bodu robotického ramena jednoduchým a prehľadným spôsobom. V scéne sú implementované virtuálne body, trajektória medzi bodmi, virtuálne robotické rameno a dodatočný hardware na scéne. Webovú aplikáciu dopĺňa užívateľské prostredie, pomocou ktorého je scéna ešte viac prehľadná a užívateľ má jednoduchý prístup ku každému virtuálnemu bodu.

REFERENCIE

- [1] O. Severa, R. Pišl, M. Čech, M. Goubej, M. Štětina and M. Schlegel, "New 3D HMI tool for robot path planning based on latest W3C standards," Proceedings of the 13th International Carpathian Control Conference (ICCC), High Tatras, 2012, pp. 631-636
- [2] WebGL 3D Canvas graphics [online]. [cit. 7. 3. 2019]. Dostupné z URL: https://cani-use.com/#feat=webgl
- [3] three.js [online]. [cit. 7. 3. 2019]. Dostupné z URL: https://threejs.org/
- [4] M. Beck robot-gui [online]. [cit. 23.3.2019] . Dostupné z URL: https://github.com/glumb/robot-gui

MEASURING PARAMETERS OF HUMAN OPERATOR

Lucia Becová

Master Degree Programme (2),FEEC BUT E-mail: xbecov00@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Miroslav Jirgl

E-mail: jirgl@feec.vutbr.cz

Abstract: This work focuses on evaluating the parameters of the human operator as the driver of the vehicle simulator. In the first part, the thesis focuses on the examination of human operator parameters evaluation. In the second part of the thesis is a proposal of various scenarios focused on a specific area of measurement. Finally, processing and evaluation of measured data by different operators.

Keywords: Human operator, vehicle simulator, scene, data, reaction

1 ÚVOD

História vývoja simulátorov siaha až do osemdesiatych rokov minulého storočia. V tých časoch vznikali prvé simulátory riadenia vozidla na báze počítačových hier slúžiacich na relax. V dnešnej dobe už existujú rôzne riešenia simulácie skutočného riadenia vozidla. Podobne, ako to bolo aj v minulosti, slúžia predovšetkým na zábavu, ale tak isto aj na výcvik vodičov vo vzdelávacích inštitúciách. Ďalšou dosť podstatnou oblasťou pre využitie simulátora vozidla je skúmanie v oblasti ľudských faktorov. Na základe tejto oblasti sme schopní vyhodnocovať správanie vodičov, výkonnosť, pozornosť a v automobilovom priemysle sú navrhované a vyhodnocované nové vozidlá alebo nové moderné asistenčné systémy vodiča. Existujú rôzne typy simulátorov napríklad pre riadenie vlaku, lietadla, nákladného auta a mnoho ďalších. Článok je zameraný na riadenie osobného automobilu.

Dôležité je vytvorenie rôznych scén pre skúmanie reakcií vodiča. Aby bolo možné navrhnúť scénu potrebnú pre otestovanie riadiacich reakcií, je potrebné si v prvom rade naštudovať problematiku hodnotenia parametrov ľudského operátora. Následne nato bude vytvorený návrh možných scenárov, z ktorých budú získavané dáta potrebné pre vyhodnotenie vodiča.

2 RIEŠENIE

Na začiatku práce je nutné si pozrieť a oboznámiť sa s riešením problémov s vyhodnocovaním ľudského operátora. Človek je sám o sebe na popis veľmi zložitý aj z toho dôvodu, že ešte nie sme schopný matematického popisu celej štruktúry mozgu. Existuje viacero metód zaoberajúcich sa touto tematikou.

2.1 MATEATICKÝ MODEL ĽUDSKÉHO OPERÁTORA

Významnou osobnosťou v tejto oblasti bol prof. Duan T. McRuer. Vo svojej práci sa zameral na skúmanie odchýlky, ktorá vznikla medzi chybou a pozorovaným výstupom. Na základe jeho poznatkov bolo vytvorených mnoho modelov popisujúcich ľudský regulátor. [1]. Jeden z jeho najpoužívanejších modelov je znázornený v rovnici (1)[1], vďaka ktorému máme možnosť fyziologickej a neurologickej interpretácie jednotlivých parametrov. Tento model je rovnako efektívne využiteľný nástroj pre možnosť dostatočne presnej aproximácie ľudských vodičských zásahov pre rôzne dynamiky. [2]

$$F_R = K_R \cdot \frac{(T_L p + 1)}{(T_N p + 1) \cdot (T_I p + 1)} \cdot \exp(-p\tau)$$
(1)

,kde:

K - Zosilnenie reprezentujúce zvyky ľudského operátora na daný akčný zásah. Súvisí tiež s pomerom vstupného a výstupného signálu. (Závisí na aplikácií)

 T_N - Zotrvačná časová konštanta udávajúca oneskorenie činnosti ľudského operátora dané neuromuskulárným systémom. Nie je závislá na skúsenostiach. (0.05 – 0.2)s

 T_I - Zotrvačná časová konštanta súvisiaca s predvádzaním naučených stereotypov a rutinných postupov. 0.1 až jednotky sekundy

 T_L - Prediktívna časová konštanta odrážajúca schopnosť predpovedať situáciu, ktorá môže nastať. Túto schopnosť získava ľudský operátor skúsenosťami. 0.2 až jednotky sekundy

 τ - Časová konštanta udávajúca oneskorenie odozvy mozgu na pohybový a očný vnem. Vplyvom únavy môže dôjsť ku predĺženiu tejto konštanty a následnému zlyhaniu regulačných schopností ľudského operátora. (0.5 - 1) s

2.2 POPIS MODELU SIMULÁTORA

Vychádza z dostupného simulátora vozidla, v ktorom bolo navrhnuté základné riadenie vozidla so základnými scénami.

Súčasťou tejto práce sú vytvorené rozšírenia scén spolu s rozhraním pre ovládanie spúšťania jednotlivých scén, ako aj systém pre zbieranie a ukladanie nameraných dát s frekvenciou záznamu 50 Hz.

Celkový výsledný model simulátora je vytvorený v prostredí Matlab/Simulink s využitím 3D modelovacieho nástroja a jazyka VRML. Na Obr. 1 je možné vidieť meracie pracovisko pre testovanie.



Obrázok 1: Simulátor v reálnom prostredí

- 1. Scéna Brzdná reakcia:
 - V tejto scéne sa zameriavame hlavne na reakčnú dobu τ testovaného vodiča vyhodnocovanú na základe časového rozdielu medzi vyskočením textu STOP, ktorý je zachytený zrakom a zatlačením brzdy nohou viď prvý Obr.2. Teoreticky sa táto reakčná doba pohybuje v rozsahu 0.4 – 1 s.
- 2. Scéna Srnka :
 - V tejto scéne sa zameriavame hlavne na reakčnú dobu testovaného vodiča vyhodnocovanú na základe časového rozdielu medzi momentom vyskočenia srnky do priestoru pred autom a pohybom volantu pomocou rúk viď. druhý Obr.2. Teoreticky sa táto reakčná doba pohybuje v rozsahu 0.4 – 0.6 s.
- 3. Scéna Sledovanie vozidla:
 - Táto scéna slúži predovšetkým ako prvá scéna pre testovaného vodiča, aby si zvykol na simulátor. V tejto scéne je vložené ďalšie vozidlo, ktoré je umiestnené v scéne pred vozidlom simulátora s konštantnou vzdialenosťou. Cieľom je skúmanie schopností testovaného vodiča udržiavať danú konštantnú vzdialenosť od sledovaného vozidla, ktoré ide po vopred určenej trase, ktorá je vypočítaná s využitím, základných fyzikálnych princípov. Vzdialenosť od sledovaného vozidla sa vyhodnocuje s ohľadom na vzťah medzi dĺžkami strán pravouhlého trojuholníka v rovine.

- 4. Scéna Rýchlostné profily:
 - Táto scéna vznikla spolu so scénou sledovania vozidla s tým rozdielom, že sledované vozidlo nejde po vopred určenej trase, ale mení svoju rýchlosť v závislosti na zvolenom rýchlostnom profile. Testovaný vodič je povinný udržiavať konštantnú vzdialenosť od sledovaného vozidla. Sú navrhnuté tri rýchlostné profily:
 - a) Konštantný vozidlo ide konštantnou rýchlosťou 20 km/h
 - b) Lineárny rýchlosť vozidla narastá lineárne
 - c) Rampa rýchlosť vozidla sa zvyšuje, kým nedosiahne 50 km/h a následne klesá do nuly
- 5. Scéna Sledovanie čiary:
 - Pri tejto scéne ide o to, aby vodič dokázal vyregulovať model simulátora vozidla tak, aby vozidlo šlo po určenej červenej čiare, ktorá je umiestnená na ceste. Táto čiara sa po určitom nastavenom čase skokovo posunie (zmení svoju polohu) a v tom momente je možné identifikovať reakciu testovaného vodiča ako regulátor na vzniknutú odchýlku a na základe jeho odozvy vyhodnotiť kvalitu jeho reakcie viď. tretí Obr.2.
- 6. Scéna Zmena pozadia:
 - V tejto scéne ide o sledovanie reakcie vodiča na zmenu pozadia. To znamená sledovanie reakcií volanta alebo pedálov pri zmene pozadia. Konkrétne sa mení pozadie oblohy v simulátore a to tak, že po nastavenom čase začne s definovaným intervalom dôjde ku zmene farby oblohy. Výsledkom tejto scény je preskúmanie, či takáto zmena má výraznejší vplyv na sústredenie testovaného vodiča.



Obrázok 2: Grafické znázornenie reakcií

2.3ANALÝZA DOSIAHNUTÝCH VÝSLEDKOV

Na Obr. 3 sú znázornené histrogrami popisujúce reakčné doby testovaných vodičov. Merania sú vyhodnotené na vzorke desiatich testovaných vodičov. Na histograme oko – noha je vidieť hodnoty reakčnej doby τ v závislosti s reakciou testovaných vodičov na prvú scénu so stopkou. Na histograme oko – ruka je vidieť hodnoty reakčnej doby τ v závislosti s reakciou testovaných vodičov na druhú scénu so srnkou. Každý z testovaných vodičov bol zmeraný 10 krát. Z výsledných hodnôt je teda vidieť, že predpokladaný teoretický odhad reakčnej doby τ skutočne sedí.



Pre predstavu vyhodnocovania rýchlostného profilu je pridaný výsledný graf získaný od jedného testovacieho operátora pre profil rampa viď. Obr. 4.



Obrázok 4: Rýchlostný profil rampa

V grafe je možné vidieť ideálny profil rampy, ktorý odpovedá zmene rýchlosti sledovaného vozidla. Okrem toho je tam zobrazená aj odozva rýchlosti testovaného operátora. Je tam tiež aj vyčíslený najväčší rozdiel rýchlostí, ktorú dosiahol testovaný operátor od hodnoty rýchlosti sledovaného vozidla, ktorého hodnota je 9,25 km/h.

3 ZÁVER

Práca sa zaoberá zostavením vhodných scén pre zbieranie parametrov vodiča vozidla pomocou simulátora. Tieto zozbierané parametre sú následne vyhodnotené a na základe nich dokážeme povedať niektoré dôležité fakty o vodičovi ako regulátor vozidla. Na Obr. č. 3,4 sú zobrazené reálne výsledky získané od testovaných operátorov. Na týchto jednoduchých meraniach je vidieť, že predpokladané teoretické hodnoty z modelov, odpovedajú reálnym reakciám ľudského operátora. Pre zostávajúce scény budú ešte vykonané ďalšie testy.

REFERENCE

- [1] JIRGL, Miroslav. Analyza modelu chovani pilota pri rizeni letu letounu. Brno, 2016. Disertacni prace. Vysoke uceni technicke v Brne. [cit. 3. 4. 2019]
- [2] MCRUER, D.T. and Ezra KRENDEL. Human Pilot Dynamics in Compensatory systems [online]. [cit. 3. 4. 2019]. Dostupné z URL: http://contrails.iit.edu/files/original/AFFDLTR65-015.pdf

SMART WAREHOUSE – INDUSTRY 4.0 TESTBED

Lukáš Rejchlík

Master Degree Programme (2), FEEC BUT E-mail: xrejch00@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Václav Kaczmarczyk

E-mail: kaczmarczyk@feec.vutbr.cz

Abstract: This paper focuses on design and implementation of smart warehouse process island. It is a part of Industry 4.0 testbed named Barman. In the first part of the paper, the testbed Barman is described. Next part of the paper is focused to description of smart warehouse process island mechanical construction. The aim of this work is to implement smart warehouse and subsequent attachment to Barman testbed.

Keywords: Industry 4.0, Smart warehouse, Testbed, 3D modelling, PLC

1 ÚVOD

Práce se zabývá problematikou týkající se Průmyslu 4.0 a je součástí testbedu Průmyslu 4.0 s názvem Barman. Cílem práce je vytvořit samostatnou procesní buňku inteligentního skladu alkoholu, jenž bude součástí zmíněného projektu.

Testbed Barman si klade za cíl ukázku vize a principů Průmyslu 4.0, mezi které patří například vzájemná komunikace mezi roboty, výrobním zařízením a výrobky, flexibilní výrobní procesy, automatická optimalizace zařízení v závislosti na zpracovávaném produktu, využití rozšířené reality atd.[1] Barman představuje malý model výrobní linky tvořený manipulátorem v podobě SCARA robotu a procesními buňkami, které zpracovávají jednotlivé fáze receptury nápoje. Tesbed obsahuje:

- robotický manipulátor,
- zásobník sklenic s vlastním manipulátorem,
- sklad alkoholických nápojů s vlastním manipulátorem,
- sklad nealkoholických nápojů,
- drtič ledu,
- nápojový mixér,
- výrobník sody,
- dopravník pro distribuci hotového produktu.[2]

Výrobní linka je postavena na hliníkové konstrukci nosného stolu s pracovní plochou, tvořenou laminovanou deskou, o rozměrech 200 x 100 cm. Uprostřed pracovní plochy je umístěn robot SCARA a dopravník pro distribuci nápojů. Na zbylé ploše jsou vymezeny čtyři sloty pro upnutí procesních buněk se sjednocenými rozměry podstavy 33 x 33 cm. Buňky nemají pevně přiřazený slot, tím se zvyšuje variabilita a modularita celé sestavy. Sklad alkoholických nápojů je z konstrukčních důvodů přisazen k zadní straně stolu.

Informace potřebné ke kompletnímu zpracování produktu, tedy výsledné podobně nápoje ve sklenici, mají být předávány pomocí NFC čipu umístěného na spodní straně sklenice. Při zavedení sklenice do procesu výroby nápoje se do čipu nahraje požadovaná receptura, kterou mají následně k dispozici všechny procesní buňky, jimž je sklenice poskytnuta.[3]

2 REALIZACE BUŇKY

Účelem samotného inteligentního skladu je uchovávat nádoby (lahve) s alkoholem a přímo zprostředkovávat plnění sklenic daným druhem alkoholu. Informace o požadavku na obsah sklenice mají být poskytovány pomocí NFC čipu, jehož nositelem je samotná předávaná sklenice. K příjmu a výdeji sklenic je určen speciální stolek obsahující NFC čtečku.

2.1 KONSTRUKCE

Vnější konstrukci buňky tvoří konstrukční hliníkové profily stavebnicového systému poskytující variabilitu, snadnou kompletaci a pevnost konstrukce. Zvolené profily mají čtvercový průřez s délkou strany 3 cm. S celkovými rozměry konstrukce 76 x 160 x 33 cm je buňka skladu alkoholu největší procesní buňkou testbedu Barman a to především z důvodu požadavku na uskladnění dostatečně velkého množství a druhů alkoholu. Vnitřní konstrukce je tvořena z velké části díly tisknutými pomocí 3D tiskáren. Z důvodu použití 3D tisku pro konstrukci buňky bylo potřeba při modelování jednotlivých dílů uvažovat technologická omezení 3D tisku a tvar dílů přizpůsobit možnostem tisku. Většina dílů tisknutých na 3D tiskárnách je z materiálu PLA. Díly, u kterých je potřeba větší mechanická a teplotní odolnost, jsou z materiálu CPE.



Obrázek 1: Model buňky inteligentního skladu (vlevo), diagram kinematiky (vpravo)

2.2 MANIPULÁTOR

K pohybu manipulátoru se sklenicemi jsou využita dvě lineární vedení, která poskytují možnost pohybu ve vertikálním a horizontálním směru. Pomocí těchto vedení se pohybuje manipulační vozík s úchopem pro sklenice v prostoru buňky. Na obrázku 1 (vpravo) se jedná o osy 1 a 2. Zmíněný úchop pro sklenice vykonává rotační pohyb v jedné ose (osa 3). Pohyb ve vertikálním směru zajišťuje stejnosměrný motor BCI 6355 s planetovou převodovkou řízený pomocí pulzně šířkové modulace. Horizontální a rotační pohyb zajišťují dva krokové motory NEMA17. Pro lineární vedení je přenos pohybu z hřídelí motorů zprostředkován dvěma ozubenými řemeny. Z důvodu snížení zátěže stejnosměrného motoru jsou na vertikálních řemenech umístěna protizávaží.

Pro efektivní využití prostoru buňky byla sestava, zprostředkovávající pohyb celého manipulátoru, umístěna do středu buňky. Manipulátorem lze v takovém případě realizovat pohyb mezi dvěma prostory, do kterých lze upínat lahve s tekutinou. Celkový pohled na sklad znázorňuje obrázek číslo 1 (vlevo). Model na obrázku obsahuje pouze jednu láhev z důvodu větší přehlednosti konstrukce buňky.

Plnění alkoholu do sklenic je řešeno pomocí dávkovačů alkoholu, které jsou připevněny na každé láhvi. Stlačením páky dávkovače o objemu 2 cl je obsah dávkovače vypuštěn do sklenice. Uvolněním páky je dávkovač opětovně naplněn tekutinou z lahve. Po naplnění sklenice požadovaným množství ingrediencí je sklenice opětovně dopravena manipulátorem na výdejní (příjmové) místo a připravena k odběru.

2.3 ŘÍDICÍ VYBAVENÍ A SENZORIKA

Buňka inteligentního skladu bude řízena PLC Simatic řady S7-1200 od firmy Siemens. Pro vizualizaci a možnost ovládání je zvolen dotykový panel KPT400 od stejného výrobce. Daná aplikace nevyžaduje přidání dalších rozšiřujících modulů Siemens. Řízení stejnosměrného motoru pomocí pulzně šířkové modulace je řešeno jedním SSR relé. K řízení krokových motorů NEMA17 jsou použity drivery pro krokové motory s procesory TB6600.

Hlavní zastoupení v použitých snímačích mají snímače firmy Ifm:

- rotační enkodéry RB3500 určení vertikální a horizontální polohy pojezdu,
- kapacitní snímače KQ5100 kontrola hladiny kapaliny v lahvích.

Připojení snímačů je řešeno pomocí rozhraní IO-Link do modulu IO-Link master AL1900, který pomocí komunikačního rozhraní Ethernet komunikuje s PLC.

Detekce koncových poloh je realizována optickými závorami TCST2103 a limitními indukčními snímači LJ12A3. Pro detekci havarijních poloh jsou použity mechanické mikrospínače.

3 ZÁVĚR

V současné době je buňka skladu alkoholu mechanicky zkonstruována, vybavena snímači, akčními a řídicí logikou. Mezi následující kroky k dokončení práce patří oživení elektrického vybavení buňky, návrh a realizace a testování programového vybavení inteligentního skladu. V konečné fázi bude procesní buňka schopna jak samostatného provozu, tak i především provozu při připojení do systému testbedu Barman. Práce svým obsahem demonstruje návrh a realizaci stroje, jenž je součástí automatizované linky, a tím představuje i potřebný obsah prací při nasazování nových strojů v reálných provozech.

REFERENCE

[1] MAŘÍK, V. *Národní Iniciativa Průmysl 4.0.* [online]. In: . Praha, 2016 [cit. 2019-03-13]. Dostupné z: http://kzps.cz/wp-content/uploads/2016/02/kzps-cr.pdf

- [2] Barman: Factory 4.0 testbed at Brno University of Technology [online]. Brno: VUT, 2018 [cit. 2019-01-04]. Dostupné z: http://factory4.eu/
- [3] KACZMARCZYK, Václav, Zdeněk BAŠTÁN, Ondřej BAŠTÁN a Jakub ARM. An Industry 4.0 Testbed (Self-Acting Barman): Principles and Design. IFAC-PapersOnLine (EL-SEVIER) [online]. 2018, (51), 263 - 270 [cit. 2019-01-04]. ISSN 2405-8963. Dostupné z: https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S2405896318309108

DEFECT DETECTION IN FIBERED MATERIAL USING METHODS OF MACHINE LEARNING

Matěj Lang

Master's Degree Program (2), FEEC BUT E-mail: xlangm01@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Peter Honec E-mail: honec@feec.vutbr.cz

Abstract: SILON s.r.o is manufacturer of polyester fibres which get used in wide range of applications, many of them requiring highest quality material. Due to manufacturing processes, some fibres are not drawn properly and stay in the fiber as bundles, or brittle, thick threads. Proposed lab station should automate process of quality check of each batch. It consists of linescan camera scanner and computer with software for detection and analysis of defects.

Keywords: EEICT, polyester fiber, fluorescence, Rhodamine B, scanner, linescan camera, quality check, defect detection, CNN, convolutional neural network, FCN, fully convolutional network

1 INTRODUCTION

SILON s.r.o has been manufacturing TESIL[®] polyester fibres for over 50 years and was creating them using exclusively PET bottle flakes since 2002 [1].

Quality control is essential part of every industrial process. TESIL[®] has been, until now, inspected by hand, using carding machines. The carded fiber is laid on lit surface and quality inspector checks for any thick and/or bundled threads. Final number is counted and then extrapolated to whole batch.

Proposed machine will automate this process using machine learning and Fully Convolutional Networks (FCN).

The machine consists of linescan camera, two lighting units, XY linear actuators and glass cover, creating a scanning unit as shown in figure 2. A prototype has been built, demonstrating scaning capabilities, resolution and field of view of camera.

2 APPLICATION

The company SILON s.r.o is making TESIL fibres in variety of colors, for building industry, automotive, and personal hygiene, but mainly in white shades.

It's possible to color fibres using chemical compound Rhodamine B. It sticks to thick, nondrawn fibres, and allows them to fluoresce under right lighting. This is considered in design of the scanner and lighting unit that is used to illuminate the sample. The absorption and fluorescence spectra are shown in figue 1.

3 CAMERA & LIGHTING

Linescan camera reads one line at a time. This makes it suitable to scan long strips of material, where one picture from conventional area scan cameras doesn't cover the whole object. It's especially advantageous for moving objects, for example endles webs of material that move underneath the camera.



Figure 1: Absorption (blue) and fluorescence (orange) spectra of Rhodamine B. [4]



Figure 2: Scanner setup with camera (orange) and fluorescence light (green) highlighted. Transmission light is not present currently.



Figure 3: Placement of Transmission and Fluorescence lights. Side view.

The transmission light sits above the camera, on the other side of moving "C" profile from camera. It illuminates the working plane and shines straight into the lens. There is also frosted glass cover between the light and the working plane to ensure uniform distribution of light. That creates bright image in the camera, except for light blocking objects. They appear as black shadows on bright surface. This is especially helpful for detection of bundles of threads and thick standalone threads.

Second light is on the same side as camera. The light points towards the working plane, where the camera looks. Its wavelength is 520 *nm*, which makes it suitable to excite Rhodamine B. Fluoresced light then travels straight into the camera.

4 FILTER

Three diferent filters were tested. First is low pass filter blocking any wavelength shorter than 635 *nm*, second one is similar, only with threshold of 605 *nm*. Third one is band pass filter with thresholds 450 *nm* and 645 *nm*. 605 *nm* filter offered best results, which is confirmed by fluorescence light and Rhodamine excitation spectra. 635 *nm* is too far from emitted color, so the image is very dark. The band pass on the other hand covers both fluoresced light and exciting light. That creates light artifacts which make detection more difficult. The filters can be compared with spectra in figure 1.

5 FULLY CONVOLUTIONAL NETWORKS

Usual CNNs create feature vector that can be then classified into single or multiple classes. But where's the need for image segmentation instead of classification, the standard CNN falls short. That's where *fully connected network* (or FCN) comes.

Instead of having picture with classes associated to it forming the training dataset, there is now set of two pictures. First one is the original, the second one is a map of present objects. That allows for finding borders of distinct objects in the picture, but is also very difficult to get dataset large enough to train this type of network.





This network consists of convolutional layers, pooling layers and new type of layer, that's called transpose convolution. The transpose convolution uses its filter to project single value to larger field.

Other types of upsampling include various versions of unpooling, also discussed in the Stanford lectures on machine learning [2]. The unpooling process can copy single value to 2×2 fields, or place a single value in one of the corners of this 2×2 field and fill the rest with zeros.

6 TESTS

Several preliminary tests were conducted on scanner prototype to demonstrate functionality and test different light constellation. Figures 5 and 6 show same spot under different lighting. Notice figure 6 especially, as there is no trace of defect under the transmission light.

Best results were achieved with combination of white transmission light and green light (520 nm) with 605 nm filter in the lens.

There is not enough test sample photos of the fibre, so the first test of neural network was done with substitute dataset of worms under microscope [3]. The results look promising and suggest, that using FCN is suitable option.

7 CONCLUSION

Newly developed scanner could be powerful tool for detection of defects in fibered material. The setup with two different types of light shows promising results and the linescan camera has good enough resolution. Fully convolutional network should be able to find majority of inconsistent and defect fibres.



Figure 5: Image under transmission light(left) and fluorescence light (right).



Figure 6: Image under transmission light(left) and fluorescence light (right). Here the thick fiber would be completely undetectable without rhodamine coloring.

REFERENCES

[1] Silon – Tesil [online]. [cit. 2019-01-03]. Available from: http://www.silon.eu/products/tesil/.

[2] Convolutional Neural Networks for Visual Recognition Stanford University. YouTube [online]. [cit. 2019-01-03]. Available from: https://www.youtube.com/watch?v=nDPWywWRIRo.

[3] High-Content Screening with C.Elegans. Kaggle [online]. [cit. 2019-03-25]. Available from: https://www.kaggle.com/kmader/high-content-screening-celegans.

[4] Eastman Laboratory Chemicals: Catalog. 1993. Available also from: https://books.google.cz/books?id=-1HZHAAACAAJ.

RASPBERRYPI CAMERA CHECKER

Martin Bubeník

Master Degree Programme (2), FEEC BUT E-mail: xbuben04@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Peter Honec

E-mail: honecp@feec.vutbr.cz

Abstract: Goal of this paper is describing a created program for industrial inspection of correctly made connectors based on computer recognition. Application for detection and recognition is implemented in Python on the Raspberry PI platform using the empirically-known OpenCV library. The result of this work is the algorithm for identifying the correct number of the batch production of the connector which operator can simultaneously checks in the web visualization or historical data in the database.

Keywords: RaspberryPi, OpenCV, recognition, web GUI

1 ÚVOD

Vizuálna kontrola číslic, resp. znakov výrobných šarží obrobkov prestupuje celým výrobným procesom a separuje vyhovujúce a nevyhovujúce kusy. Takáto inšpekcia vo výrobe je žiadúca, pretože pomáha priaznivo zvýšiť celkovú efektivitu výrobného procesu a linky, na ktorej sa vyrába. Štatistiky a historické dáta ohľadne obrobkov sú potom ukladané do rôznych nadradených systémov, ako je databáza alebo cloud [1]. Aktuálne informácie a kontrola úspešnosti rozpoznania číslic si môže operátor okamžite skontrolovať vo webovom GUI. Na webovú stránku s touto vizualizáciou je možné sa jednoducho bezdrôtovo pripojiť tabletom, chytrým telefónom, alebo iným zariadením. Takýto celkový prehľad výroby a efektivity, automatického triedenia vyrobených kusov bez použitia ľudských zdrojov, iba pomocou automatického strojového videnia napĺňa víziu Industry 4.0. Program inšpekcie a webového GUI beží na mikropočítači RasperryPi a bol implementovaný v programovacom jazyku Python.

2 ZÁKLADNÉ POŽIADAVKY

Jedná sa o experimentálne, nízko nákladové riešenie strojového videnia v praxi. K tomuto účelu bol použitý mikropočítač RaspberryPi spolu s RaspberryPi kamerou. Hlavnou požiadavkou pre použiteľnosť v praxi bolo dosiahnuť čo najnižšieho času do maxima 3, poprípade 4 sekúnd so všetkými náležitosťami, od zdetegovania konektoru kamerou, cez rozpoznanie čísla konektoru a odoslanie vyhodnotenia do nadradenej vizualizácie, až po zápis výsledku do databázy. Vedľajšou požiadav-kou bolo vytvorenie už spomínanej vizualizácie, ktorá bude komunikovať s aplikáciou pomocou protokolu websocket, čiže s možnosťou pripojenia sa na ňu prostredníctvom webového prehliadača bezdrôtovo.

3 POPIS SNÍMANÉHO OBJEKTU A SCÉNY

Ako už bolo spomenuté v prvej kapitole, skúmané objekty resp. čísla výrobných šarží boli vylisované na povrchu skúmaných plastických konektorov. Pri výrobnom procese môže dôjsť jednak ku zdeformovaniu konektoru a jednak ku nesprávnemu vylisovaniu výrobného čísla, čím sa stáva konektor nepoužiteľným. Pre účely oddelenia vyhovujúcich a nevyhovujúcich konektorov bola vytvorená aplikácia so strojovým videním. Pre úspešnú aplikáciu rozpoznávania bolo potrebné navrhnúť univerzálne osvetlenie, ktoré zvýraznilo hrany konektoru a kontúry rozpoznávaných čísel a naopak eliminovalo nežiadúce odlesky od plochy konektoru. Keďže sa jednalo o experimentálnu úlohu, pričom samotné pozadie snímané kamerou malo byť univerzálne, bolo zvolené v oranžovej farbe, ktoré dostatočne kontrastuje so všetkými rozpoznávanými typmi konektorov. Osvetlenie pozadia bolo predpokladané štandardné.

4 POPIS ZÍSKANIA VÝROBNÉHO ČÍSLA

Pre zachytenie obrazu bola použitá RaspberryPi kamera s vlastným nastavením ohniskovej vzdialenosti objektívu pre podporu univerzálnosti úlohy. Možnosti nastavenia výšky kamery nad objektom sú až do 10 cm s plnou ostrosťou snímku tak, aby konektor na snímku zaberal takmer celú dĺžku snímky. Bola zvolená aj pre vysokú prenosovú rýchlosť dát medzi mikropočítačom. Výstupom z kamery je video sekvencia, presnejšie sled snímkov, pričom po nahraní snímku do bufferu v pamäti pomocou knižnice je reprezentovaný poľom s tromi rozmermi. Dva rozmery sú výška a šírka snímku v pixeloch, tretí sú farebné vrstvy. O ukladanie jednotlivých snímkov zo sekvencie do bufferu v pamäti sa stará vedľajšie vlákno (rozvláknenie procesov, tzv. paralelizmus je žiadúci pre zvýšenie rýchlosti). Hlavné vlákno sa stará o vyhľadávanie príznakov resp. hrán konektoru na snímkach z bufferu pomocou knižnice OpenCV, za pomoci ktorej sa vykonávajú morfologické operácie na snímkach. Pri zistení predom definovaných hrán je snímok vytiahnutý z bufferu a na základe znalosti hrán a polohy výrobného čísla na type konektoru je táto oblasť s číslom vysegmentovaná.

Po úspešnej segmentácii je na časť snímku s číslom aplikovaný Tesseract engine založený na hlbokom učení neurónových sietí, ktorý dokáže jednotlivé číslice rozpoznať a predať ďalej vo vhodnej forme [2]. Ukážka vysegmentovanej časti so snímku, na ktorú je aplikovaný Tesseract je na obrázku 1 vpravo hore.





Obrázok 1: Zdetegovanie konektoru a následná segmentácia výrobného čísla získaná po morfologických operáciách

5 POPIS WEB GUI

Pre vytvorenie websocket GUI bol použitý nástroj Tornado so strany serveru. Jedná sa vlastne o Python web framework, ktorý nainštalovaním do RaspberryPi vytvorí z mikropočítača webový server, na ktorý je možné sa pripojiť. Zo strany Clienta je GUI a všetky widgety v ňom vytvorené v jazyku Javascript – HTML5 pomocou knižnice jQuery. Vo webovom GUI má možnosť pripojený užívateľ skontrolovať aktuálny stav rozpoznania čísla z konektorov prostredníctvom Loggeru s informačnými správami. Ďalej má možnosť vidieť aktuálny vysegmentovaný obrázok a samotné rozpoznané číslo vo forme stringu, na ktoré po porovnaní s referenčným číslom výroby nadväzujú stavové LEDky, indikujúce vyhovujúci/nevyhovujúci kus.

6 ZAPISOVANIE DO DATABÁZY

Všetky výsledky inšpekcie výrobných čísel konektorov sú zapisované do databáze, pre tento účel bol nainštalovaný na RaspberryPi MariaDB server. Po nainštalovaní je možné sa pripojiť na server napríklad pomocou nástroja HeidiSQL, ktorým vytvoríme nový repozitár s danou tabuľkou, stĺp-cami so správnymi dátovými typmi. Týmto spôsobom je možné si prezerať historické dáta a urobiť si obraz o úspešnosti výroby konektorov z hľadiska vylisovaných čísel výrobných šarží.

7 VÝSLEDKY

Výsledkom práce je algoritmus strojového videnia, ktorý je schopný rozpoznať prítomný konektor na snímke pomocou hrán, vysegmentovať výrobné číslo, rozpoznať číslice a následne vysegmentovať várobné číslo, rozpoznať číslice a následne vysegmentovať várobné čásť spolu s rozpoznanými číslicami odoslať do nadradeného web GUI. Všetky spomenuté operácie do maximálneho stanoveného času 4 sekundy. Do web GUI môže užívateľ nahliadnuť bezdrôtovo zadaním stanovenej IP adresy a portu do webového prehliadača. Výsledky sa taktiež rovno zapisujú do databázy, do ktorej sa dá jednoducho nahliadnuť. Prípravok s prostriedkami strojového videnia je zapuzdrený v spoločnej kompaktnej krabičke, zobrazenej na obrázku 2.



Obrázok 2: Prípravok obsahujúci mikropočítač, kameru a osvetľovač

8 ZÁVER

V práci došlo k úspešnej implementácii algoritmu strojového videnia, ktorý dokáže detegovať zvolený konektor a rozpoznať jeho výrobné číslo. Prípravok bude pripravený na využitie v praxi po vytvorení web GUI a implementovaní zapisovania dát do databázy. Celá koncepcia práce je od počiatku myslená ako nízko nákladové inšpekčné zariadenie do priemyselnej praxe s vlastným GUI a zberom dát schopné nahradiť komerčné veľmi drahé inšpekčné kamery.

REFERENCIE

- [1] Automa časopis pro automatizační techniku, s.r.o.: Strojové vidění I: Principy a charakteristiky. [online]. 2008 [cit. 2018 -11 -07]. Dostupné z:
 http://www.automa.cz/Aton/FileRepository/pdf_articles/36550.pdf>.
- [2] BIG VISION LLC: Deep Learning based Text Recognition (OCR) using Tesseract and OpenCV. [online]. 2019 [cit. 2019 -03 -24]. Dostupné z: https://www.learnopencv.com/deep-learning-based-text-recognition-ocr-using-tesseractand-opencv/>.

Magisterské projekty

Mikroelektronika a technologie

SYNTHESIS, CHARACTERIZATION AND CENTRIFUGAL FORCE SPINNING OF SULFURIZED POLYMERS FOR ELECTROCHEMICAL POWER SOURCES

Lukáš Svoboda

Master Degree Programme (2nd), FEEC BUT E-mail: xsvobo0r@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Ondřej Čech

E-mail: cechondrej@feec.vutbr.cz

Abstract: Lithium-sulphur batteries have the potential to increase battery capacity while maintaining their weight and volume. This is possible due to the high theoretical energy density of sulphur. However these batteries suffer from several failing, which still hinder practical use. The use of amorphous sulphur instead of its crystalline form leads to increasing of cyclic stability and charge efficiency. Inverse vulcanization of sulphur seems to be perspective method for the preparation of polymer sulphur, because it prevents its recrystallization and stabilizes amorphous sulphur.

Keywords: lithium-sulphur, sulfurized polymer, inverse vulcanization of sulphur, centrifugal force spinning, SEM micrograph, laser microscope

1 ÚVOD

V ukládání energie v současnosti dominují lithno-iontové (Li-Ion) baterie. Jejich další rozvoj je ale omezen teoretickou hustotou energie, která je 400 Wh/kg, to je nedostatečné pro uspokojení rostoucích požadavků. Potenciálním řešením je využití baterií založených na kombinaci lithium síra (Li-S), které může přinést teoretickou hustotu energie až 2600 Wh/kg [1]. Použití síry je však problematické z důvodu její nízké měrné elektrické vodivosti 10-30 S/cm. Během cyklu také vznikají polysulfidy, které způsobují morfologické a strukturální změny, dále se tak snižuje efektivní kontakt a vodivost celé elektrody [2]. Vyšší polysulfidy jsou rozpustné, migrují elektrolytem přes separátor a nevratně reagují s lithnou anodou. Tato práce je zaměřena na problematiku přípravy materiálů z inverzně vulkanizované polymerní síry (IVS). Dosavadní výzkum ukazuje, že síra v amorfní formě dosahuje vyšší cyklické stability a také nábojové účinnosti oproti své krystalické formě [2]. Metoda inverzní vulkanizace, kdy je polymerní síru zesíťovaná pomocí reakce se síťovadlem, jako je třeba 1,3-diizopropenylbenzen (DIB), polymerní síru stabilizuje. Nedochází tak ke zpětné rekrystalizaci, která způsobuje problémy při dalším využití materiálů s polymerní sírou.

2 EXPERIMENT

2.1 POUŽITÉ MATERIÁLY

Základní kopolymerní materiál byl připraven z práškové elementární síry S₈ a DIB. Pro přípravu katodové elektrodové hmoty byl dále použit SuperP pro zvýšení vodivosti a polyvinylidenfluorid (PVDF) jako pojivo. Pro účely mletí se použil jako zvlhčovadlo etylalkohol, pro následné smíchání hmoty se použil N-methyl-2-pyrrolidon (NMP). Jako proudový kolektor se použila hliníková folie. Pro sestavení článků bylo jako referenční a pomocná elektroda použito kovové lithium. Elektrody byly odděleny separátorem Whatman ze skelného vlákna, který byl napuštěn elektrolytem ve formě 0,75 M lithium bis(trifluoromethanesulfonyl)imidu (LiTFSI) a 0,3 M dusičnanu lithného (LiNO3) v roztoku 1,3-dioxolanu (DOL) a 1,2-dimetoxyethanu (DME) v poměru objemů DOL:DME 1:2.

2.2 SYNTÉZA INVERZNĚ VULKANIZOVANÉ SÍRY

Kopolymerní materiál s různým poměrem vstupních látek byl připraven metodou inverzní vulkanizace, vyvinuté autory Griebel, Pyun a kolektiv [3], následujícím způsobem. Do zkumavky s magnetickým míchátkem, umístěné ve vyhřívané olejové lázni a řízené termostatem, byla vsypána elementární síra. Při teplotě 124 °C došlo k roztavení na čirou žlutou kapalinu. Před dosažením teploty 159 °C, kdy by začala nastávat klasická polymerace, bylo do zkumavky přidáno síťovadlo DIB. Směs byla za neustálého míchání dále zahřívána nad teplotu 185 °C. Při této teplotě se spustil proces inverzní vulkanizace, který byl doprovázen změnou barvy na sytě červenou. Několik stupňů nad touto teplotou byla směs udržována po dobu 10 minut. Poté byla zkumavka z lázně vyjmuta a směs se nechala vychladnout na pokojovou teplotu.

Jako kritický faktor přípravy se ukázala teplota přidání DIB k tavenině síry. Pokud se DIB přidal ihned po roztavení síry, složky se nesmísily a až do teploty blízké 159 °C tvořily dvě vrstvy s roztavenou sírou u dna a na ní vrstvou DIB. Při dalším zvyšování teploty se vzorek choval standardně, avšak po vychladnutí docházelo ihned k rekrystalizaci síry na oranžovou hmotu tvořenou krystalickou sírou a vzhledem k plastické povaze materiálu pravděpodobně klasicky polymerizovanou sírou bez zabudovaného DIBu. Pokud došlo k přidání DIB při teplotě vyšší než 159 °C, nedošlo ke smíchání složek vůbec, ani při postupném ohřívání až ke 230 °C, ani po ochlazení a opětovném zahřívání. V chladném stavu se ve zkumavce nacházela u dna rekrystalizovaná hmota oranžové barvy jako v přechozím případě a na ní byla hustá tekutá vrstva červené barvy, tvořená zřejmě IVS s nízkým obsahem síry a s vysokým zastoupením DIB. Pouze v jednom případě se při pozdějším přidání DIB po vychladnutí na rozhraní vrstev objevila rudá vrstvička, nejspíše IVS, to nebylo možné stanovit přesně a ohledem na její malou tloušťku, která neumožňovala odběr vzorku nekontaminovaného sírou pro zkoumání například pomocí rentgenové difraktografie.

Syntetizovány byly vzorky IVS se zastoupením síry 70, 60, 50 a 40 hm. %. V případě zastoupení síry 70 hm. % nebyl výsledný kopolymer při pokojové teplotě v pevné fázi, ale byl vysoce viskózní. V případě vzorků se zastoupením síry 60 hm. % a méně byla látka po vychladnutí ve skelném stavu a z dlouhodobého hlediska byla látka stabilní ve svých vlastnostech. Tyto vlastnosti způsobuje různý stupeň zesíťování polymerních řetězců síry pomocí DIB na základě různých poměrů látek, jak je naznačeno na obrázku 1e.

2.3 PŘÍPRAVA ELEKTRODY Z IVS A JEJÍ CHARAKTERIZACE

Elektrodový materiál byl připraven z IVS se zastoupením síry 70 hm. %. Kompozitní materiál z IVS a SuperP v poměru 70 hm. % a 20 hm. % byl připraven společným mletím v planetárním mlýnu s přidáním etylalkoholu jako zvlhčovadla. Namletý kompozit by rozmíchán v NMP a bylo přidáno pojivo PVDF, které odpovídalo 10 hm. %. Po smíchání všech složek bylo provedeno nanesení hmoty na folii proudového kolektoru v tloušťce 100 µm. Po zaschnutí byly vyseknuty elektrody a byly zalisovány tlakem 4 t. Sestavená cela byla podrobena EIS, 4 cyklům GCPL, následně druhé EIS a poté byla změřena CV charakteristika. Měření EIS probíhalo na frekvenčním rozsahu 1 MHz až 10 mHz a s efektivní hodnotou amplitudy 5 mV. Měření GCPL se pohybovalo v rozpětí napětí 2,8 až 1,8 V respektive 2,9 až 1,5 V a proudy byly rovny 0,15 mA. CV byla provedena v napěťovém rozsahu 1,4 až 3,5 V s rychlostí 2 mV/s.

Průběh odezvy obou EIS je na obrázku 1a. Z průběhů je patrné, že baterie má velký vnitřní odpor ihned po sestavení, přibližně 1,8 k Ω . Po úvodním cyklování došlo k nárůstu odporu na 2,5 násobek na hodnotu 4,5 k Ω . Při GCPL byl nejprve nastaven rozsah napětí 2,8 až 1,8 V, protože však baterie nevykazovala známky hlubokého vybití, byl rozsah po dvou cyklech zvětšen, jak je ukázáno na obrázku 1c. Na obrázku 1d jsou stejné cykly vyneseny v závislosti napětí na nabíjecích a vybíjecích kapacitách. Z obou grafů je patrné, že u článku dochází k rychlému poklesu napětí při vybíjení. Ve vybíjecích charakteristikách se nevyskytují žádná výrazná plateau. Zvláště z grafu na obrázku 1d je vidět, že chování baterie je při cyklování velmi nestálé. V průběhu prvního cyklu je nábojová účinnost nízká, ve druhém je přibližně rovna 100 % po změně napěťových mezí dojde dočasně k poskytování větší vybíjecí kapacity, než kolik energie bylo dodáno při nabíjení. Z průběhu cyklického voltamogramu na obrázku 1b je vidět, že jeho průběh se při cyklování mírně mění a není zcela stabilní. Také na něm nejsou patrné žádné výrazné píky, které by odpovídaly plateau. To je ve shodě s tím, že plateau nebyla pozorována ani ve vybíjecích charakteristikách. Úvodní měření tedy ukázalo, že takto připravená elektroda není vhodná k aplikaci. Následně provedená rentgenová difraktografie ukázala na rozdíly ve spektrech, kde v případě vzorku s obsahem síry 70 hm. % lze identifikovat krystalickou síru. Rozdíl spektra je značný v porovnání se spektrem IVS s vyšším zastoupením DIB, která je dobře zesíťovaná. Spektra jsou zobrazeny na obrázku 1f.



Obrázek 1: a) EIS b) CV c,d) GCPL e) Znázornění mikrostruktury kopolymeru S₈-DIB f) RTG difraktografie nedokonale zesíťované IVS (nahoře) a dobře zesíťované (dole)

2.4 ROZPUSTNOST IVS

V průběhu přípravy elektrodové hmoty byla pozorována rozpustnost IVS v NMP a měření elektrody, především nestandardní chování při GCPL, ukazovalo, že dochází k rozpouštění IVS i v elektrolytu. Proto byla prozkoumána rozpustnost v kapalinách používaných v průběhu přípravy elektrod, NPM a etylalkohol, i v běžně používaných rozpouštědlech obsažených v elektrolytech, jednalo se o DME, DOL, dimethyl karbonát (DMC), etylen karbonát (EC) a směsi DOL:DME a EC:DMC obě v objemovém poměru 1:2. Na základě pozorování směsí lze konstatovat, že etanol IVS nerozpouští, případně ne tolik, aby to bylo pozorovatelné pouhým okem. V případě rozpouštědla NMP došlo k úplnému rozpuštění materiálu IVS, pouze u vzorku se 70 hm. % síry zůstala krystalická síra na dně lahvičky. Vzhledem k faktu, že u samotné elementární síry v NMP nebyla pozorována žádná reakce a IVS s vyšším obsahem DIB se v NMP rozpustilo zcela, lze konstatovat, že vzorek s nižším obsahem DIB nebyl dostatečně zesíťován. To odpovídá poznatkům z rentgenové difraktografie. V běžně používaných elektrolytech docházelo k rozpustnosti všech připravených vzorků. Se zvyšující koncentrací DIB ve vzorcích IVS jejich rozpustnost klesala a obecně byla nižší v rozpouštědlech EC, DMC než v rozpouštědlech DME, DOL, nejnižší byla v samotném DMC.

2.5 SPŘÁDÁNÍ NANOVLÁKEN POMOCÍ ODSTŘEDIVÉ SÍLY Z TAVENINY

Nanomateriály s vysokým poměrem stran 1D, tedy duté trubice a nanovlákna, vykazují slibné výsledky v překonání dosavadních nedostatků materiálů pro baterie Li-S. Konkrétně zlepšují mechanickou pevnost a přenos náboje uvnitř katodového kompozitu [4]. Doposud nejčastěji používanou metodou přípravy 1D materiálů je elektrostatické spřádání. Jeho nevýhody jsou potřeba velkého množství rozpouštědla, problémy s jeho regenerací a toxicitou, stejně jako malá rychlost nanášení vláken. Spřádání z taveniny je v tomto případě zase komplikované složitostí potřebného zařízení, vnitřními potížemi spojenými s polymerem, jeho vysokou viskozitou a nízkou elektrickou vodivostí. Spřádání pomocí odstředivé síly je schopné překonat všechny tyto obtíže. Vodivost a některé reologické parametry použité taveniny tak nejsou rozhodující překážkou pro její využití. Na obrázku 2 je ukázán princip zařízení pro odstředivé spřádání. Byla využita bezjehlá snovací hlava zahřívána IR zářením na 200 °C a rotující rychlostí 5000 ot./min. Na obrázku 2 jsou takto připravená vlákna zobrazena pomocí SEM mikroskopu a laserového mikroskopu. Medián tloušťky vláken byl 11 µm až 13 µm. Měřítko optického mikroskopu je 200 µm.



Obrázek 2: Princip zařízení pro odstředivé spřádání (vlevo), snímky nanovláken IVS ze SEM mikroskopu (uprostřed) a laserového mikroskopu (vpravo)

3 ZÁVĚR

Z experimentů je patrné, že proces přípravy IVS je citlivý na správné nastavení všech parametrů. U syntetizovaných materiálů byla pozorována rozpustnost v NPM, DME, DOL, DMC a směsích DME:DOL, EC:DMC. Elektrochemická charakterizace složeného článku s katodou z připraveného kompozitního materiálu se 70 hm. % IVS vykazovala především v důsledku zmíněné rozpustnosti IVS v DME:DOL neuspokojivých výsledků, jako byla hodnota vnitřního odporu článku nebo absence výrazných plateau ve vybíjecích charakteristikách. Jako funkční a rychlá příprava nanovláken z IVS se jeví spřádání pomocí odstředivé síly z taveniny. Postup bude dále optimalizován pro získání menších průměrů a materiál bude testován jako katoda pro lithium-sírovou baterii.

REFERENCE

- [1] CHEN, Xiang et al. Combining theory and experiment in lithium–sulfur batteries. Materials Today. 2018. DOI: 10.1016/j.mattod.2018.04.007. ISSN 13697021.
- [2] KAZDA, T et al. Highly efficient and stable cryo-ground sulphur cathode for Li-S batteries. Journal of Power Sources. 2016. DOI: 10.1016/j.jpowsour.2016.09.050. ISSN 03787753.
- [3] CHUNG, Woo et al. The use of elemental sulfur as an alternative feedstock for polymeric materials. Nature Chemistry. 2013. DOI: 10.1038/nchem.1624. ISSN 1755-4330.
- [4] GRIEBEL, Jared J et al. Polymerizations with elemental sulfur. Progress in Polymer Science. 2016. DOI: 10.1016/j.progpolymsci.2016.04.003. ISSN 00796700.

EX-SITU XRD CHARACTERIZATION OF ELECTRODES FOR ELECTROCHEMICAL POWER SOURCES

Ondřej Klvač

Master Degree Programme (1), FEEC BUT E-mail: xklvac02@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Ondřej Čech

E-mail: cechondrej@feec.vutbr.cz

Abstract: The article describes a theoretical method of a research of graphite electrodes in an electrochemical cell where the problem is with the preferred orientation and a thin layer. As a result, only a reflection (002) is visible. However, there is a possibility to determine crystallographic parameters from these peaks because of the effect of a destructive and constructive interference caused by intercalated lithium atoms. At the same time, the work shows that Kapton is not a suitable material for ex-situ cell production, as samples have been destroyed by air humidity. Finally, a circular ex-situ cell was made and tested with the pure sodium. This modification reduces a rate of degradation of the samples.

Keywords: XRD, ex-situ, graphite, intercalation, Kapton, coffee bag foil

1 ÚVOD

Díky vzrůstajícím nárokům na kapacitu elektrochemických článků probíhá řada výzkumů hledajících vhodné interkalační materiály. Zde je pozornost zaměřena na grafit, jenž je užíván řadu let, avšak strukturální změny při cyklování nejsou stále zcela popsány. Jejich analýza by mohla pomoci k posunutí dosavadních hranic interkalace.

Grafit je krystalická látka, proto lze ke studiu struktury užít rentgenovou difrakční spektroskopii (dále jen XRD). Standardně se naměřená data (difraktogram) vyhodnocují hledáním shody se záznamy v databázích. Zde však chceme zachytit postupné změny výchozího uspořádání, které ve výsledku mohou vést i k novým strukturám, jež v databázi nejsou. Je tedy nutné dojít k výsledkům přímo z difraktogramu na základě zde popsaných souvislostí s krystalografickými parametry. Zmíněná metoda uvažuje zkreslení vlivem tenké vrstvy a preferované orientace grafitu.

Interkalované elektrody musí být při měření dokonale chráněny před atmosférou. Pro tento účel je popsána též výroba kruhové ex-situ cely respektující požadavek na nízký útlum a zamezení dalšímu zkreslení výsledků.

METODA

Difrakční obrazec vzniká díky interferenci na atomových rovinách značených Millerovými indexy. Užitá vlnová délka je známa (1,54056 Å), proto se maxima objeví pod úhly plynoucí z geometrie a při jejich určování lze užít Braggovu rovnici. Pro poměrnou intenzitu těchto maxim je uvažován vztah

$$I_{hkl} = m \cdot P \cdot L \cdot \left[\sum_{n} f_n \cdot e^{2\pi i (hx + ky + lz)} \right]^2, \tag{1}$$

kde *m* je příspěvek krystalograficky ekvivalentních rovin (*hkl*), *P* polarizace záření, *L* Lorentzův faktor zahrnující příspěvek rovin mírně pootočených a f_n atomový rozptylový faktor, n-tého atomu s frakčními souřadnicemi *x*, *y*, *z*, který je přímo úměrný elektronové hustotě [1, 2].

Platnost teorie byla ověřena porovnáním výpočtu s výsledky měření vzorku grafitu s dominantní fází P63-mmc (Bernallova struktura). Z obr. 1 je patrná shodnost pozice maxim i jejich intenzit s výjim-kou reflexe rovin (002) všech řádů. Ty jsou tvořeny typickými šestiúhelníky z atomů uhlíku s kova-lentní vazbou, která je silnější, než Van der Waalsova síla držící vzájemně jednotlivé vrstvy. To vede k tvorbě šupin a preferované orientaci.



Obrázek 1: Difraktogramy grafitu, grafitové čisté a interkalované elektrody

2 EXPERIMENT

Z grafitu byla vytvořena pasta (2 g grafit, 0,25 g PVDF, 0,25 g amorfní uhlík super P, 6 ml rozpouštědlo NMP), která byla nanesena v 200 µm vrstvě na měděnou fólii tloušťky 0,18 µm. Po vysušení byly vysekány kruhy o průměru 18 mm a zatíženy hmotností 4 t. Takto připravené elektrody byly interkalovány lithiem v cele ECC-Std od společnosti ELL-CELL[®]. Kvůli jejich citlivosti k atmosferickým podmínkám došlo k vyjmutí v gloveboxu a uzavření do ex-situ cely. Ta je tvořena skleněným holderem, jež je překryt kaptonovou fólií, přilepenou průhlednou lepicí páskou.

Při měření čistých elektrod byla zjištěna změna difraktogramu (viz. obr. 1). Výrazně stoupla preferovaná orientace a uplatňuje se také vliv tenké vrstvy, kde je při vyšších úhlech ozařován menší objem aktivního materiálu. Rozeznatelný je pouze první řád reflexe roviny (002) a náznak řádu druhého (004). Ostatní nepopsaná maxima náleží měděnému podkladu. Možnost narušení struktury během procesu výroby byla vyloučena, neboť po oškrábání a následném měření zaschlé pasty se vrací původní podoba difraktogramu.

Díky uvedeným skutečnostem není možno pozorovat nově vznikající roviny při interkalaci. Jediné, co lze sledovat jsou změny roviny (002). Z obr. 1 je patrné, že se její reflexe posunula k nižším úhlům a došlo navíc k rozdvojení maxima. Z Braggovy rovnice lze vyvodit rozšíření grafenových vrstev vlivem zabudování lithných iontů a vzniku nových struktur $\text{Li}_x C_6$. Existují důkazy, že jedna konkrétní struktura může nabývat různých rozměrů [3]. Množství dat z tohoto difraktogramu je však nedostatečné pro spolehlivou analýzu, např. pomocí Rietveldovy metody.

Řešením je užití vzorce (1), ze kterého vyplývá, že nově vznikající roviny lithných iontů ovlivňují intenzitu reflexí (002). V případě prvního řádu díky nim dochází k částečné destruktivní interferenci a poklesu. U druhého řádu (004) je interference naopak konstruktivní. Původní intenzita čisté elektrody je známa, proto je možné tímto způsobem dojít ke konkrétnímu počtu lithných atomů a stanovení jednotlivých fází zastoupených pouze jednou rovinou.

Z měření je však patrné, že reflexe (004) není přítomna, ačkoli by měla předpokladů zesílit. Po opětovném měření se již elektroda jevila jako vybitá. Proběhlo více experimentů se stejným výsledkem, měření čistého lithia nakonec dokázalo netěsnost cely, jelikož po krátkém čase došlo k jeho znehodnocení. Reflexe (004) není viditelná, jelikož je elektroda znehodnocena dříve, než dojde k jejímu měření.

3 ŘEŠENÍ

Poškození interkalované elektrody může způsobit například dusík. Ex-situ cela byla několikrát modifikována různými druhy lepicích pásek či metodami lepení kaptonové fólie, nicméně bez výsledku. Při užití hliníkové pásky je Kapton jedinou možností kudy mohou vnější plyny projít dovnitř. Bylo proto rozhodnuto nahradit jej "coffee bag" fólií (dále jen CBF), jež obsahuje tenkou, nepropustnou vrstvu hliníku na polymerním podkladu.

Problémem CBF je velký útlum rentgenového záření a zkreslení difraktogramu, především v oblasti sledovaného maxima (002), což je vzhledem k zamýšleným účelům nepřípustné. Tyto jevy jsou přímo úměrné tloušťce penetrovaného materiálu, jež je největší při nízkých úhlech 2θ. Nejlepším řešením je tedy umístit fólii do kruhového profilu, neboť je zajištěna kolmost vůči svazku při všech úhlech, navíc je daleko od fokusační kružnice difraktografu a má tak minimální příspěvek způsobující zkreslení.

Za tímto účelem byl navržen nový holder a zhotoven na 3D tiskárně z matriálu ABS, jež má malou navlhavost. Na obr. 3 se nachází fotografie výrobku, dva půlkruhy slouží pro přilepení fólie hliníkovou páskou. Místo pro vzorek je hluboké 1,5 mm a je do něj vloženo sklo tloušťky 1 mm, aby byla zajištěna ochrana před případnými agresivními činidly. Obr. 2 obsahuje XRD pozadí tvořené CBF, a potvrzuje, že kruhové umístění vede k velmi dobrým výsledkům oproti vodorovnému.



 10
 20
 30
 20
 40

 Obrázek 2: Pozadí rovinné a kruhové "coffee bag" fólie



Obrázek 3: Tištěný kruhový ABS holder

Těsnost cely byla ověřena na čistém sodíku, protože je velmi reaktivní, a tedy schopný tvořit sloučeniny s vnikajícími látkami. Před testem byl holder vysoušen po dobu 15 hodin ve vakuové komoře a 42 hodin v gloveboxu s argonovou atmosférou, kde byla poté cela sestavena.

Po vyjmutí následovala měření s časovým rozestupem přibližně 1,5 hodiny. Žádné sloučeniny dusíku nebyly pozorovány, nicméně u třetího difraktogramu byl přítomen náznak vzniku NaOH. Pro porovnání proběhlo též měření na skleněném holderu s kaptonem a byla pozorována nejvýznamnější reflexe (111) této sloučeniny. Obr. 4 dokazuje, že u kaptonové pásky je přítomnost NaOH větší než v případě CBF. Na obr. 5 je pak růst tohoto maxima v čase s odečteným pozadím a uvážením faktu, že CBF svým útlumem částečně snižuje intenzitu peaku (111). Jeho hodnoty byly tedy vynásobeny dvakrát, protože z dalších experimentů vyplynul útlum CBF maximálně 50 %. I s uvážením tohoto jevu je patrné, že růst NaOH vrstvy je v případě tištěné cely pomalejší.



Obrázek 5: Růst intenzity NaOH (111) v čase

ZÁVĚR 4

Byl popsán vzorec respektující důležité parametry ovlivňující výsledky rentgenové difrakční spektroskopie. Jeho přesnost je dostačující pro účely popisu souvislostí mezi difraktogramem a strukturou látky, což bylo ověřeno na vzorku čistého grafitu s dominantní strukturou P63-mmc. Ze vzorce plyne postup, pomocí kterého lze odvodit stupeň interkalace jednotlivých Li_xC_6 fází zhotovených grafitových elektrod, kde je vlivem silně preferované orientace pozorovatelná pouze rovina (002). Díky netěsnosti užité ex-situ cely však není možno dojít ke správnému výsledku, neboť je elektroda znehodnocena dříve, než je dokončeno měření.

Znehodnocení patrně vzniklo nedokonalou schopností kaptonové fólie izolovat vzorek od atmosférických vlivů. Bylo dokázáno, že užití vhodnější "coffee bag" fólie vyžaduje kruhové umístění vedoucí ke snížení útlumu a minimalizaci zkreslení. Pro tento účel byl na 3D tiskárně zhotoven nový holder, na který je fólie přilepena hliníkovou páskou.

Test nové ex-situ cely byl proveden se vzorkem čistého sodíku, na němž je pozorovatelný vznik NaOH, avšak růst této vrstvy je v porovnání s dříve užitou celou nižší. Užití pro měření elektrod tedy povede ke zdařilejším výsledkům, stále jsou však časově závislé. Příčinou je zřejmě pórovitost užitého ABS, obsah zbytkové vlhkosti, možný je i obsah vody v adhezní složce hliníkové pásky. Do budoucna je tedy v plánu náhrada tištěného holderu za kovový výrobek, kde bude fólie upevněna mechanicky pomocí šroubů a vnějšího pryžového těsnění.

REFERENCE

- [1] KATHLEEN, Lonsdale, ed., et al. International Tables for X-Ray Crystallography: Physical and chemical tables. Volume III. Birmingham: Kynoch press, 1968.
- [2] COCKCROFT, Jeremy Karl, Huub DRIESSEN, Martin ATTFIELD a Paul BARNES. Diffraction Theory II: From Structure Factors to Diffraction Intensities. Advanced Certificate in Powder Diffraction on the Web [online]. London: Birkbeck College, University of London, 1997, 1997 [cit. 2018-03-14]. Dostupné z: http://pd.chem.ucl.ac.uk/pdnn/diff2/dindex2.htm
- CAÑAS, Natalia Andrea, Philipp EINSIEDEL, Oliver Thomas FREITAG, Christopher [3] HEIM, Miriam STEINHAUER, Dong-Won PARK a Kaspar Andreas FRIEDRICH. Operando X-ray diffraction during battery cycling at elevated temperatures: A quantitative analysis of lithium-graphite intercalation compounds. Carbon [online]. Elsevier, 2017, 116, 255-263 [cit. 2019-03-14]. DOI: 10.1016/j.carbon.2017.02.002. ISSN 0008-6223.

POLYMERS AND COPOLYMERS FOR GEL POLYMER ELECTROLYTES USABLE IN ELECTROCHEMICAL CURRENT SOURCES

Soňa Peterová

Master Programme (2), FEEC BUT E-mail: xpeter18@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Iuliia Veselkova

E-mail: xgrach00@stud.feec.vutbr.cz

Abstract: This paper deals with description of preparation and use of polymers and copolymers for gel polymer electrolytes usable in electrochemical current sources. Theoretical part of this paper describes electrolytes focused on gel electrolytes. Experimental part deals with sample composition of gel electrolytes, preparation of samples and evaluation of measured samples. Linear Sweep Voltammetry (LSV) and Potentiostatic Electrochemical Impedance Spectroscopy (PEIS) were used for evaluation of samples.

Keywords: Gel polymer electrolytes, monomers

1 INTRODUCTION

Nowadays, when we can not imagine life without electronical devices, it is also very important to think about the sources of electricity used in them. In the case of electrochemical current sources, we are looking for an optimal quality /price ratio. The long-term goal is to develop resources that excelled in its reliability in various applications, availability, security and we expect ecologically friendly materials used in production.

2 GEL POLYMER ELCTROLYTES

In the field of electrochemical current sources, gel polymeric electrolytes have been discussed over the past few years. These electrolytes consist of polymer, inorganic salts and organic liquids.

The main advantages of gel polymers are: higher safety (do not use poisonous organic solvents), high shape flexibility (very thin batteries can be produced) and resistance to higher temperatures and pressures [1]

The polymeric mesh prevents leakage of the liquid from the matrix and gives the gel the properties of the solid. Organic liquid serves as a plasticizer and gives the matrix the properties of the liquid. The basic requirements for these electrolytes are: high ionic conductivity over a wide range of heat, good mechanical properties, thermal and electrochemical stability and high service life. The conductivity of these electrolytes is in units of mS / cm. [1]

The method of preparing the polymeric electrolytes is based on mixing the monomer with a salt solution, a polymerization initiator and a crosslinker in an aprotic solvent. Every part of the gel preparation takes place in a vacuum environment. It is necessary to initiate polymerization with thermal or ultraviolet radiation.

The basic composition of the gel is:

- Salt Lithium hexafluorophosphate (LiPF₆)
- Solvent diethyl carbonate and ethyl carbonate (EC / DEC)
- The initiator of polymeration benzoin ethyl ether (BEE)
- Crosslinking agent Ethylene glycol dimethacrylate (EDMA)
- Monomer EMA (ethyl methacrylate) and TSPMA (trimethoxysilylpropyl methakrylate)



3 MEASURING

Figure 1: Graph od conductivity and molar ratio of monomer EMA



Figure 2: Graph od conductivity and molar ratio of monomer TSPMA

Figures 1 and 2 show the molar ratio of the monomer to the conductivity. In the graphs we can see that the conductivity increases with the molar ratio of the monomer. This dependency is almost li-



near. Only 15%, 20%, 25%, and 30% are used in the graph because the gels with 5 and 10 mol% didn't polymerized.

Figure 3: Potential window of GPE with monomer EMA



Figure 4: Potential window of GPE with monomer TSPMA

For samples with EMA monomer, the conductivity value ranged from 5.79 mS / cm (for 15 mol%) to 35.13 mS / cm (for 30 mol%). Voltage values ranged from 3.17V to 4.07 V for current 5 μ A and from 4.21V to 4.89V for 10 μ A current.

The samples with TSPMA monomer, a higher conductivity of 6.25 mS / cm (for 15 mol%) to 69.47 mS / cm (for 30 mol%) was measured. We see that for 30 mol% the conductivity is almost double that of the EMA sample with the same molar percentage. For this sample, the potential window is smaller. For a current of 5 μ A the voltage was in the range of 3.07 to 3.31 V and for 10 μ A of 3.60 to 4.27 volts.

4 CONCLUSION

The following research will be focused on the study of gel polymeric electrolytes based on copolymers. The copolymers will be mixed from two monomers with different molar proportions: the MMA monomer and one of the selected monomers. For all prepared samples, the electrochemical and mechanical properties will be measured.

REFERENCES

 REITER, Jakub. Nové materiály pro moderní zdroje elektřiny - palivové články a lithnoiontové baterie. Envi Web: zpravodajství životního prostředí již od roku 1999 [online]. 27.02.2007 [cit. 2018-12-03]. Dostupné z: http://www.enviweb.cz/62484

PROTOTYPE OF ADAPTIVE REAR LAMP

David Holinka

Master Degree Programme (2), FEEC BUT E-mail: xholin03@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Edita Hejátková

E-mail: hejatka@feec.vutbr.cz

Abstract: The thesis focuses on the design of hardware and software prototype of adaptive automotive rear-lighting. Hardware includes a control module and LED module with 150 high brightneess light emitting diodes. These diodes will be as an adaptive backlight for color LCD display. The device Raspberry Pi 3 was selected as the control element. This device insludes the support of all communications buses which are used in this thesis.

Keywords: LCD panel, LED, hardware, software

1 ÚVOD

Moderní automobilové osvětlení je globální megatrend. Zvyšující se technické pokroky v osvětlení inspirují motoristy, aby vyhledávali nejnovější inovace. Zvýšený výkon, vylepšení bezpečnosti a nezapomenutelný design jsou ústředním bodem trendů automobilového osvětlení. Před pár lety byly v osvětlení automobilů největším hitem LED (Light Emmiting Diode). Dnešní absolutní novinkou jsou laserové světla. Je to také obrovský technologický krok vpřed od zavedení halogenových, xenonových a LED světlometů. Stálým trendem jsou také adaptivní diodové světlomety, které automaticky přizpůsobují světelný výstup dle okolní situace. Tato práce se zabývá právě konceptem adaptivních zadních svítilen, založených na nové zobrazovací technologii. Před adaptivní LED osvětlení byl přidán displej z tekutého krystalu, aby bylo dosaženo vyššího rozlišení. Adaptivní LED osvětlení plní funkci dynamického podsvícení LCD (Liquid Crystal Display) displeje, který umožní zobrazovat na zadních kombinovaných lampách automobilu různé obrazce ve vysokém rozlišení.

2 SYSTEM

Na následujícím obrázku, je znázorněno systémové schéma produktu.



Obrázek 1: Systémové schéma produktu

Systémové schéma produktu znázorňuje sestavení konceptu adaptivní zadní svítilny pro automobilové osvětlení. Celý systém je řízen počítačovou aplikací, ve které je možné navrhnout libovolné obrazce, které se budou zobrazovat na dynamicky podsvíceném LCD. Počítačová aplikace komunikuje pomocí sériové komunikační sběrnice UART s řídícím modulem Raspberry Pi 3 Model B V1.2.

Řídícímu modulu jsou odesílány data o požadovaném obrazci, který se bude zobrazovat na LCD. Tento obraz je dekódován, aby bylo zajištěno podsvícení pouze v místech kde se obrazec nachází. Ostatní místa budou zbarvena černě a nebudou podsvíceny. Tím je dosaženo vyššího kontrastu.

Adaptivní podsvícení zajišťuje tzv. LED panel, který je s řídícím modulem propojen pomocí sériové komunikační sběrnice CAN (Control Area Network) o rychlosti 500 Mbit/s. Po této sběrnici jsou již z řídícího modulu odesílána data o definovaném obrazci. Tyto data jsou adresy jednotlivých LED, které mají být sepnuty, aby byl obrazec správně podsvícen.

Řídící modul je pomocí HDMI/LVDS převodníku připojen k displeji tekutého krystalu. K tomuto převodníku je také připojena komunikační sběrnice I2C, pomocí které je možné programovat mikrokontrolér na převodníku. Tento mikrokontrolér poskytuje informaci o tzv. EDID (Extended Display Identification Data) datech, které udávají datovou strukturu o podporovaném rozlišení LCD.

Napájení systému může být zajištěno pomocí 12 V baterie o kapacitě 7000 mAh, nebo při možnosti využití síťového napájení je možné použít spínaný zdroj 12 V/12,5 A o výkonu 150 W. Napětím 12 V jsou napájeny dvě řídící jednotky světlometů automobilu AUDI LMS, které svými výstupními proudovými kanály napájí LED panel. Další větev napájení je za step-down měničem napětí, který redukuje 12 V na 5 V pro napájení řídícího modulu, převodníků UART, CAN, a dalších integrovaných obvodů.

3 HARDWARE

V této kapitole jsou popsány základní hardwarové části, které jsou součástí této práce.

3.1 ŘÍDÍCÍ MODUL

Řídícím modulem bylo zvoleno zařízení Raspberry Pi 3 Model B V1.2 (viz Obrázek 2). Zařízení obsahuje podporu všech potřebných komunikačních sběrnic. Základem tohoto mikropočítače je 64 bitový proces, který se skládá ze 4 jader ARM Cortex-A53 a pracuje na 1,2 GHz. Obsahuje také integrovanou Wi-Fi 802.11n a Bluetooth 4.1. Raspberry Pi 3 je vybaveno SoC (System on Chip) Broadcom BCM2837.



Obrázek 2: Řídící modul Raspberry Pi 3 Model B V1.2

Jednou z nejpoužívanějších částí řídícího modulu je konektor s GPIO (General Purpose Input/Output) piny (schématické znázornění je zobrazeno na Obrázku 3). Tento konektor obsahuje vstupně/výstupní piny, na kterých je možné nastavit logickou 0/1, respektive 0 V/3,3 V.



Obrázek 3: Rozložení pinů GPIO konektoru Raspberry Pi 3

Vedle vstupně/výstupních pinů je možné využít pinů se speciální funkcí. Například pro sériovou komunikační sběrnici UART jsou to piny čísla (viz Tabulka č.1):

Raspberry Pi 3: Pin #	Funkce
08	TXD0
10	RXD0

Tabulka 1: Rozložení pinů Raspberry Pi 3 pro komunikace UART

Tato komunikace je použita pro připojení řídícího modulu k počítači pro přenos informací o nadefinovaných obrazcích. Rychlost datového přenosu je nastavena na 9600 baud rate.

3.2 CAN MODUL

Další použité piny jsou pro komunikaci SPI, pomocí kterých je připojen modul převodníku sériové komunikační sběrnice CAN. Modul obsahuje řídící integrovaný obvod MCP2515 a přijímací obvod TJA1050. Pomocí tohoto modulu lze snadno ovládat všechna zařízení připojená ke sběrnici CAN pomocí rozhraní SPI.

Převodník sběrnice CAN bylo nutné před použitím modifikovat. Použitý modul má pouze jeden napájecí pin Vcc. Integrovaný obvod MCP2515 je nutné napájet 3,3 V, avšak CAN přijímač TJA1050 musí být napájen alespoň 5 V. Je potřeba tyto napájecí cesty oddělit a pro obvod TJA1050 přivést zvlášť napájení 5 V přímo z konektoru Raspberry Pi 3 (#Pin 2).

3.3 LED PANEL

Pro zajištění dynamického podsvícení LCD displeje je použitý tzv. LED panel (viz Obrázek 4). Návrhu tohoto hardware se zabýval ve své diplomové práci Jiří Prokš. Jedná se o desku plošných spojů, která je osazena celkem 150 vysoce svítivými LED bílé barvy.



Obrázek 4: Rozbor desky plošných spojů LED panelu

Při návrhu desky plošných spojů byl brán ohled především na vysoké rozlišení. Tím je myšleno co největší koncentrace LED na určitou plochu. Při výběru vhodné LED byl brán ohled především na rozměry, velikost maximálního proudu a světelný tok.

Jako nejvhodnější LED byla zvolena Oslon Compact CL. Její malé rozměry umožnily vytvořit matici o celkem 150 LED (10 x 15). Jednotlivé LED jsou připojeny vždy k jednomu z dvanácti výstupních kanálů celkem patnácti LED řadičů, které umožňují pomocí PWM signálu řídit jas každé LED nezávisle na sobě.

Pro řízení jednotlivých LED je použitý obvod ASL5015SN od výrobce NXP. Je to flexibilní ovladač Matrix Led Controller (MLC). Tento obvod se používá především pro moderní automobilové osvětlení. MLC poskytuje individuální řízení LED v konfiguraci matice. Prostřednictvím tohoto individuálního řízení LED, může být osvětlovací systém automobilu konfigurován pro různé pokročilé funkce. MLC má integrovaných 12 výstupních spínačů, konfigurované do celkem 4 bloků po 3 přepínačích. Každý individuální integrovaný spínač může být zapojen paralelně s jednotlivými LED, aby umožnil jejich individuální řízení, nebo pro řízení více LED může být zapojen celý řetězec. Každý blok spínačů je schopen dodávat napětí 60 V. Vnitřní spínače jsou dimenzovány tak, aby umožnili řízení 12 LED s proudem až 1,5 A. Jednotlivé bloky je možné zapojit paralelně pro získání proudu vyššího než 1,5 A. Tento LED kontrolér má integrovanou funkci generování PWM signálu. Interně generovaný duty cycle (pracovní cyklus) PWM má rozlišení 12 bitů s frekvencí PWM buď 244 Hz nebo 488 Hz. PWM signál je určován z informací uložených v paměti MTP (Multiple Time Programmable) v MLC ve formě stmívacích koeficientů polynomiálních křivek. Každý z celkem patnácti LED kontrolérů má svoji originální adresu, aby bylo možné přesně určit, s kterým obvodem bude řídící modul komunikovat.

Jelikož se jedná o výkonové LED, které jsou umístěny blízko sebe, bylo třeba brát ohled na tepelné zatížení základního materiálu. Pro dobrý odvod tepla byl zvolen jako základní materiál jednostranně plátovaný měděný substrát. Pod tento substrát byly navíc zajištěny hliníkové chladiče doplněné ventilátorem.

Výroba desky plošných spojů proběhla v externí firmě. Osazení bylo provedeno v prototypové dílně ve firmě pomocí osazovacího automatu. Pro pájení byla použita metoda pájení v parách.

4 SOFTWARE

Kompletní řešení řídícího software je psáno v programovacím jazyce C a postup vývoje je dle standardního vývojového procesu pro vývoj SW v automotive (SW analýza, SW architektura, SW design, implementace). Počítačová aplikace je vyvíjena v prostředí Microsoft Visual studio a je pro její vývoj použit programovací jazyk C#.

5 ZÁVĚR

Cílem práce byl návrh HW a SW prototypu adaptivní zadní svítilny pro automobilové osvětlení založené na nové zobrazovací technologii. Prototyp byl navržen, vytvořen, oživen a řádně otestován. V diplomové práci je pojednáno také o funkční bezpečnosti tohoto zařízení, aby bylo zařízení kompatibilní s normou ISO 26262, pomocí které jsme schopni minimalizovat všechna nežádoucí rizika. V dnešní době bez certifikovaného systému funkční bezpečnosti podle normy ISO 26262 je téměř nemožné dodávat automobilové komponenty jednotlivým automobilovým značkám.

REFERENCE

 PROKŠ, J. Zákaznicky upravitelný modul zadní skupinové svítilny s HD rozlišením. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2017. 79 s. Vedoucí diplomové práce Ing. Vilém Kledrowetz, Ph.D..

ELECTROCHEMICAL PROPERTIES OF LITHIUM-ION BATTERY UNDER ELEVATED TEMPERATURE

Barbora Kulíková

Master Degree Programme (5.), FEEC BUT E-mail: xkulik03@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Petr Bača

E-mail: baca@feec.vutbr.cz

Abstract: This article presents a topic of the elevated temperature influence on lithium-ion accumulators. The theoretical part of the paper focuses on the basic principles of lithium-ion batteries, their advantages and influence of the temperature on their functionality. The experimental part deals with three different experiments comparing measured and manufacturers' parameters, and examining the influence of the temperature and current on a capacity along with charging and discharging characteristics.

Keywords: Accumulators, lithium-ion batteries, capacity, temperature, charging characteristics, discharging characteristics

1 ÚVOD

Lithium-iontové baterie jsou po olověných akumulátorech nejpopulárnější a nejvyužívanější typy akumulátorů vůbec kvůli své vysoké energetické hustotě, malému samovybíjení a nulovému paměťovému efektu. Jejich využití je široké a lze je najít například v běžných elektrických zařízeních v domácnosti a přenosných elektronických zařízeních. Stále více je však pro ně nacházeno uplatnění například v elektrických vozidlech, armádě či při vesmírném výzkumu.

2 NABÍJENÍ LITHIUM-IONTOVÉHO AKUMULÁTORU

Lithiové baterie jsou nabíjeny standardně z externího zdroje napětí s omezením proudu. Nabíjecí napětí u tohoto typu akumulátoru musí být dodrženo, jelikož v opačném případě i malé překročení o 30–50 mV zkracuje životnost článku a při vyšším překročení napětí dochází k uvolňování CO₂ a zvyšování tlaku akumulátoru. Maximální nabíjecí napětí záleží na výrobci, ale většinou bývá 4,1 či 4,2 V a dodržení přesnosti by mělo být s odchylkou maximálně ± 1 %. Maximální nabíjecí proud je potřeba omezit a výrobci jej uvádějí od 0,1 do 2násobku kapacity baterie [1].

Dalším parametrem, který je sledován při procesu nabíjení a vybíjení, je teplota baterie. Ta by neměla být vyšší vůči okolní teplotě více než o 5–10 °C. Pokud se baterie zahřívá, značí to zvýšení vnitřního odporu a k pravděpodobnému zhoršení kondice, protože nabíjení Li-ion baterií je proces s velkou účinností, při kterém by k zahřívání docházet nemělo. U některých typů akumulátorů je nutno se vyvarovat také příliš nízkých teplot.

Teplotní závislost se objevuje při nabíjení i vybíjení. Optimální teplota pro správnou funkčnost baterie se udává mezi 20 a 25 °C. Teplotní rozsah baterií je většinou -20–60 °C a při nabíjení 0–45 °C. Extrémní hodnoty mohou způsobit značné problémy s kapacitou a životností. Baterie v příliš nízkých teplotách dodávají nižší proud a jejich kapacita může klesnout až k 53 % původní kapacity. Naopak při vysokých teplotách se zkracuje jejich životnost. Výrobci vždy uvádějí rozsah teplot, při kterých baterie nejlépe pracují [2] [3].

3 EXPERIMENTÁLNÍ ČÁST

Experiment byl proveden na dvou sadách 12 baterií od 4 různých výrobců. Jednalo se o baterie Molicel (INR-18650A 2,5Ah), SAMSUNG (INR18650-25R, 2,5Ah), Sony (US18650VTC6, 3Ah) a LG (INR18650HG2, 3Ah).

3.1 Ověření funkčních parametrů akumulátoru a porovnání s katalogovým listem výrobce

V tomto experimentu byly ověřovány funkční parametry baterií a následně porovnávány s informacemi od výrobců. Vybíjení probíhalo konstantním proudem 1 C (2,5 A) do konečného napětí 2,0 V, nabíjení konstantním proudem 1 C (2,5 A) s napěťovou limitací 4,2 V a konečným proudem 50 mA.

Všechny články měly přibližně stejnou kapacitu. Největší rozdíl byl naměřen mezi jednotlivými články LG, který činil 0,0514 Ah, a tedy 1,17 % z kapacity uváděné výrobcem, a také mezi články Molicel, kde rozdíl dosáhl hodnoty 0,0446 Ah, tedy 1,5 % jmenovité kapacity. Vybíjecí charakteristiky baterií se mírně lišily u 3Ah článků, kde došlo ke strmějšímu poklesu napětí. Tyto články se také více ohřívaly vlivem většího vybíjecího proudu. Největší ohřev byl zaznamenán u baterií Sony, nejmenší u baterií Samsung. V tabulce jsou zaznamenány průměrné změny teplot během jednoho cyklu. Po překročení hodnoty napětí 3 V vlivem rostoucího vnitřního odporu začala teplota velmi strmě narůstat.

Typ článku	Průměrné oteplení článku [°C]
Molicel (INR-18650A; 2,5Ah)	10,751
Samsung (INR18650-25R; 2,5Ah)	9,551
Sony (US18650VTC6; 3Ah)	12,275
LG (INR18650HG2; 3Ah)	10,283

 Tabulka 1:
 Průměrné oteplení článků během jednoho cyklu vybití a nabití.

3.2 MĚŘENÍ FUNKČNÍCH PARAMETRŮ AKUMULÁTORŮ PŘI RŮZNÝCH TEPLOTÁCH

Během této části experimentu byly 3 sety baterií z prvního experimentu vloženy do pece a postupně vystaveny teplotám 25, 45, 60 a 75 °C. Vybíjení probíhalo konstantním proudem 1 C (2,5 A) do konečného napětí 2,0 V, nabíjení konstantním proudem 1 C (2,5 A) s napěťovou limitací 4,2 V a konečným proudem 50 mA.

U vyšších teplot u 2,5Ah baterií docházelo ke strmějšímu poklesu napětí při vybíjení (viz Obrázek 1). U 3Ah akumulátoru vybíjecí charakteristiky byly za všech teplot obdobné. U baterií Molicel nastal pokles nabíjecí proudové charakteristiky později a byl strmější. Pokles byl závislý na teplotě – čím vyšší teplota, tím nastal později a byl strmější. Největší úbytek kapacity za 8 cyklů při různých teplotách nastal při teplotě 75 °C, a to o 2,42 % u baterií Samsung. V tabulce je zaznamenán průměrný pokles kapacity během 8 cyklů.

Tabulka 2:	Průměrný pokles kapacity během 8 cyklů při různých teplotách.
------------	---

Typ článku	45 °C [%]	60 °C [%]	75 °C [%]
Molicel (INR-18650A; 2,5Ah)	0,318	1,428	2,106
Samsung (INR18650-25R; 2,5Ah)	1,119	1,075	2,424
Sony (US18650VTC6; 3Ah)	0,465	1,379	1,641





3.3 ZMĚNA TEPLOTY ČLÁNKŮ PŘI VYBÍJENÍ A NABÍJENÍ RŮZNÝMI PROUDY

Pro tuto část experimentu byla použita nová sada baterií, která byla postupně vybíjena proudy 0,5 C, 1 C a 2 C do konečného napětí 2,0 V a nabíjena proudem 0,5 C, 1 C a 2 C s napěťovou limitací 4,2 V a konečným proudem 50 mA.

Největší nárůst teploty nastal u nejvyšší hodnoty proudu 5 A u baterie Samsung, a to s rozdílem 22,5 °C (viz Obrázek 2). U nejnižší hodnoty proudu 1,25 A došlo u baterie Molicel k poklesu teploty během vybíjení, zatímco u ostatních baterií se mírně zvýšila o přibližně 4 °C. Vybíjecí křivky u všech baterií byly velmi podobné kromě Sony, které byly u vyšších teplot méně strmé. Největší pokles kapacity během 6 nabíjecích a vybíjecích cyklů nastal ve všech případech u baterií Samsung, a to až o 2,74 % při proudu 1,25 A, o 1,69 % při proudu 2,5 A a 1,72 % při proudu 5 A.



Obrázek 2: Teplotní závislost teploty na proudu u baterií Molicel.

4 ZÁVĚR

Tento článek se zabývá měřením vlastností lithium-iontových akumulátorů. V experimentu byly použity akumulátory čtyř výrobců: Molicel (INR-18650A; 2,5Ah), Samsung (INR18650-25R; 2,5Ah), Sony (US18650VTC6; 3Ah), LG (INR18650HG2; 3Ah). Popisovaný experiment lze rozdělit do tří částí. V první části jsou změřeny nabíjecí a vybíjecí charakteristiky zkoumaných akumulátorů, které byly následně porovnány s teoretickými průběhy deklarovanými výrobcem. Největší rozdíl naměřených a teoretických charakteristik byl zjištěný u akumulátoru výrobce LG. V druhé části experimentu byly zkoumány vlastnosti akumulátorů při různých teplotách. Akumulátory byly nabíjeny opakovaně v 8 cyklech. Výsledky experimentu jsou shrnuty v Tabulce 1. Největší úbytek kapacity za 8 cyklů při různých teplotách nastal při teplotě 75 °C u baterií Samsung. V poslední části experimentu byla zkoumána závislost teploty nabíjeného akumulátoru při použití různých nabíjecích proudů v rozsahu 1,25 A až 5 A. Získané výsledky odpovídají teoretickému předpokladu a největší oteplení nastává při použití nejvyšších proudů. Vzhledem k provádění měření na třech akumulátorech každého typu bylo během experimentů získáno velké množství dat a závislostí. Z důvodu rozsahu článku a přehlednosti grafů je v článku prezentováno vizuálně jen malé množství výsledků. Více výsledků a vzájemného porovnání akumulátorů různých výrobců bude prezentováno při obhajobě.

REFERENCE

- [1] NEXcell Battery CO.,LTD. *Specification for Li-ion Rechargeable cylindrical battery* [online]. [cit. 2018-12-10]. Dostupné z: https://www.gme.cz/data/attachments/dsh.540-448.1.pd
- [2] Li-ion Battery and Gauge Introduction. *Richtek* [online]. [cit. 2018-12-10]. Dostupné z: https://www.richtek.com/Design%20Support/Technical%20Document/AN024
- [3] Lithium Ion Rechargeable Batteries: Technical Handbook [online]. [cit. 2019-03-01]. Dostupné
 https://web.archive.org/web/20090411024100/http://www.sony.com.cn/products/ed/battery/d
 ownload.pdf

DELTA 3D PRINTER CONSTRUCTION WITH 32-BIT ELECTRONICS

Radek Němec

Master Degree Programme (2), FEEC BUT E-mail: xnemec70@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Petr Vyroubal

E-mail: vyroubal@feec.vutbr.cz

Abstract: This paper deals with the construction of delta 3D printer, including all necessary peripherals. Paper mentions benefits of delta 3D printers in comparison with the most common cartesian type of 3D printers. The main part of this paper is about created 3D model of delta 3D printer with all its components which includes 32-bit electronics controlling board used for this printer.

Keywords: EEICT, 3D printer, delta 3D printer, FDM

1 ÚVOD

V několika posledních letech je možné se s technologií 3D tisku setkat stále častěji. 3D tisk se stal mnohem dostupnější a levnější, stejně tak je v současnosti na trhu velmi rozsáhlý sortiment tiskových materiálů, 3D tiskáren a jejich příslušenství. 3D tisk jako takový se začíná uplatňovat ve většině, nejenom průmyslových odvětví, a to například v medicíně, či stavebnictví a jeho využití se neustále rozšiřuje. Přináší totiž řadu bezesporných výhod, mezi něž patří jednodušší výroba složitých předmětů, velká flexibilita, poměrně velká rychlost, nízká spotřeba materiálu nebo nízké počáteční náklady na výrobu. V souvislosti s tím vzniklo nemálo typů 3D tiskáren, které se jednak odlišují metodou 3D tisku, ale taktéž samotnou konstrukcí a tím i principem fungování 3D tiskárny. Co se metod 3D tisku plastových materiálů týče, existují zde 3 základní metody, metoda SLA (Stereolitografie), metoda SLS (Selective Laser Sintering) a zdaleka nejrozšířenější metoda FDM (Fuse Deposition Modeling), pomocí níž pracuje navržená delta 3D tiskárna [1].

2 DELTA 3D TISKÁRNA

Na poli FDM 3D tiskáren mají v současnosti největší podíl kartézské 3D tiskárny, méně častými jsou pak 3D tiskárny typu delta, které i přes svou malou rozšířenost skýtají řadu nesporných výhod. Asi největší výhodou je poměrně velká rychlost a přesnost tisku, což je docíleno odlehčením tiskové hlavy. Dále jsou díky konstrukčnímu řešení tyto 3D tiskárny vhodné pro tisk vysokých předmětů a taktéž i jejich konstrukce je jednodušší a vyžaduje méně komponent než konstrukce kartézských 3D tiskáren. Nevýhodou jsou naopak vyšší nároky na výpočetní výkon řídící elektroniky a mnohdy větší drsnost povrchu vytištěného předmětu [2].

2.1 KONSTRUKCE DELTA 3D TISKÁRNY

Klíčovou vlastností zkonstruované delta 3D tiskárny musela být dostatečná tuhost samotné konstrukce, která by zabránila jakémukoliv jejímu kroucení a tím vznikání nepřesností při 3D tisku. Právě proto byly jako základní prvek konstrukce delta 3D tiskárny zvoleny hliníkové profily, jež tuto tuhost jsou schopny zajistit. Ty jsou dále pospojovány plastovými elementy vyrobenými z plastu PLA. Konstrukce delta 3D tiskárny byla mimo jiné inspirována 3D tiskárnami Rostock a Kossel, což jsou volně šiřitelné konstrukce na RepRap fóru [3]. Větší stabilita konstrukce je pak získána umístěním napájecího zdroje a řady dalších nezbytných součástí do spodní části 3D tiskárny. 3D model zkonstruované delta 3D tiskárny, jež byl vytvořen v CAD systému SolidWorks, je uveden na obrázku 1, sestavená delta 3D tiskárna je pak na obrázku 2.



Obrázek 1: 3D model delta 3D tiskárny



Obrázek 2: Zkonstruovaná delta 3D tiskárna

Ve spodní části delta 3D tiskárny jsou rovněž umístěny tři krokové motory zajišťující pohyb tiskové hlavy. Ten je sice opět zajišťován v kartézské soustavě, avšak za současného použití trigonometrických funkcí. Aby byl pohyb tiskové hlavy co možná nejpřesnější, byly dále použity lineární vedení, po nichž se pohybují úchyty ramen 3D tiskárny. Jemnost kroků, respektive množství mikro kroků krokových motorů je dáno jejími drivery. Všechny tyto výše jmenované komponenty vytváří poměrně přesný a robustní pohybový systém zkonstruované delta 3D tiskárny.

U 3D tiskárny taktéž byla navržena magnetická tisková hlava s bovdenovým extrudérem. Tato tisková hlava je tedy spojena s rameny a zároveň i úchyty ramen tiskové hlavy pouze pomocí magnetů. To dovoluje jednoduché sejmutí tiskové hlavy, stejně tak i ramen v jejíž koncích jsou magnety integrovány. Aby byla tisková hlava co nejlehčí a tím byly zmenšeny setrvačné síly při pohybu hlavy, což má pozitivní vliv na zvýšení rychlosti a přesnosti tisku, je podavač tiskové struny umístěn mimo tiskovou hlavu. Bylo však nutné použít extrudér s bovdenovým podavačem. Dizajn tiskové hlavy byl podle teplotní simulace zvolen tak, aby byl jejím tvarem optimalizován odvod tepla z chladiče trysky a nedocházelo tak k jejímu přehřívání a deformacím plastových částí tiskové hlavy. Řez modelem tiskové hlavy je na obrázku 3, výsledek simulace bez ventilátorů je na obrázku 4.





Obrázek 3: Řez 3D modelu tiskové hlavy

Obrázek 4: Teploty tiskové hlavy bez ventilátorů

Tisková hlava proto z důvodů lepšího chlazení integruje dvojici ventilátorů, díky čemuž je teplota chladiče trysky poměrně nízká, viz výsledky teplotní simulace uvedené na obrázku 5. Navržená 3D tiskárna může být rovněž volitelně vybavená vyhřívanou podložkou, což umožní tisk plastových

materiálů, které vyžadují vyšší než pokojovou teplotu tiskové podložky, čímž se paleta použitelných tiskových materiálů značně rozšiřuje.

Jak již bylo v předchozích odstavcích zmíněno, především kvůli zvýšeným nárokům na výpočetní výkon byla u zkonstruované delta 3D tiskárny použita pro řízení 32-bitová řídící deska MKS Robin NANO s mikroprocesorem ARM Cortex-M3. Bylo to nutné právě pro zajištění plynulého chodu 3D tiskárny a tím i rychlého tisku. Použití 32-bitových mikroprocesorů není zatím v současnosti u 3D tiskáren příliš rozšířené, a to i v důsledku komplikací v podobě menší podpory výrobců těchto řídících desek s 32-bitovými mikroprocesory. Na druhou stranu zvláště u 3D tiskáren typu delta se jejich použití začíná stávat nutností. Ostatní elektronika je pak tvořena již standartně u 3D tiskáren používanými komponenty, viz obrázek 6.





Obrázek 5: Teplota tiskové hlavy s ventilátory

Obrázek 6: Schéma řídící elektroniky

Již zmíněná řídící deska je opatřena 3,2" dotykovým displejem, což zlepšuje intuitivnost ovládání 3D tiskárny. Kromě standartních vstupů a výstupů používaných u 3D tiskáren je zde možnost připojit a ovládat 3D tiskárnu pomocí počítačové či mobilní aplikace přes Wi-Fi. Pro použitou řídící elektroniku byla navržena dostatečně veliká krabička, která je její ochranou proti mechanickému poškození a zároveň umožní její dobré chlazení. Taktéž je zde pozice pro volitelný MOSFET modul, jež slouží na externí regulaci výkonu dodávaného do vyhřívané tiskové podložky.

3 ZÁVĚR

V článku byly obeznámeny výhody 3D tiskáren a 3D tisku a taktéž uvedeny základní metody plastového 3D tisku. Rovněž zde byly vysvětleny výhody delta 3D tiskáren, jakož to méně používaného typu FDM 3D tiskáren. Hlavní část článku se pak věnovala konstrukci delta 3D tiskárny, jež disponuje tuhou konstrukcí a dále je vybavena 32-bitovou řídící deskou, magnetickou tiskovou hlavou, volitelnou vyhřívanou podložkou a dalšími nezbytnými částmi, které spolu vytváří konstrukci vhodnou pro rychlý a přesný 3D tisk.

REFERENCE

- [1] 3D Printing Technology Comparison: FDM vs. SLA vs. SLS. Formlabs [online]. [cit. 2019-03-14]. Dostupné z: https://formlabs.com/blog/fdm-vs-sla-vs-sls-how-to-choose-the-right-3d-printing-technology/
- [2] 3D printing technology Delta versus Cartesian. TRACTUS 3D [online]. [cit. 2019-03-14]. Dostupné z: https://tractus3d.com/what-is-3d-printing/3d-printing-technology/
- [3] RepRap [online]. [cit. 2019-03-14]. Dostupné z: https://reprap.org/wiki/RepRap

GECKO MIMICKING SURFACES

Peter Fecko

Master Degree Programme (2), FEEC BUT E-mail: xfecko00@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by Jan Pekárek & Zdenka Fohlerová

E-mail: pekarek@feec.vutbr.cz, Zdenka.Fohlerova@ceitec.vutbr.cz

Abstract: Adhesive capabilities of a gecko lizard have been the subject of many studies and an inspiration for many artificial imitations and inventions. This work proposes a design of synthetic gecko mimicking structures in a form of micro-pillars, that would have similar adhesion capabilities as gecko setae. Structures made of Parylene C have been created using photolithography and silicon etching methods. Following focus will be on various surface modifications and characterisation of these structures to determine the adhesion forces present.

Keywords: gecko adhesion, adhesive setae, adhesion forces, biomimetics, deep reactive ion etching, Bosch process, XeF_2 etching, Parylene C, scanning electron microscopy, atomic force microscopy

1 INTRODUCTION

There have been many studies in the past few decades, in which scientists try to unravel the phenomenon of climbing gecko lizards. With improved methods of surface and material characterization, e.g. scanning electron microscopy (SEM), they were able to spot microscopic hair-like structures which geometry and material properties makes them a very efficient dry adhesive. Geckos grow these hair-like structures called setae on their toepads and use them to climb vertical and even inverted surfaces. However, the actual adhesion is caused by intermolecular forces that occur at very close distances when these setae conform to the roughness of climbing surface. [1] Researchers still try to come to an agreement about what form of intermolecular forces is dominant. The proposing work focuses on mimicking these structures to some extent and their characterisation using a variety of methods and instruments.

2 THEORY

As has been stated, the extraordinary ability of Gecko lizards to stick to most surfaces is thanks to uniform microarrays of setae formed from β -keratin. They are arranged in uniform arrays and on the tip, they have a nanoarrays of spatula structures (see Figure 1). [1] These can bend in a way that can conform to microscopic ridges and gaps of a surface and consequently stick to it.

A single seta is approximately 110 μ m in length and 4.2 μ m in diameter, they are also uniformly distributed on lamellae. Setae branch several times at the tips into 100–1000 terminal structures known as spatulae. These are approximately 0.2 μ m long with a similar width at the tip. It was estimated, that two front feet of Gecko can withstand ~20 N of force parallel to the surface across 227 mm² of toe-pad area. [1]

It's not clear which of the few forces that contribute to adhesion is more dominant. There are three main forces, that are believed to have some level of impact on the overall adhesion:

- <u>Van der Waals forces</u> weak intermolecular chemical forces, that occur at small distances;
- <u>capillary forces</u> the adhesion is dependent on relative humidity of air;
- <u>electrostatic forces</u> they are created through an effect called contact electrification.



Figure 1 - Gecko adhesive system structural hierarchy: (A) Gecko lizard on a vertical surface, (B) foot with adhesive lamellae, (C) microscopic setae, (D) individual gecko seta, (E) nanoscale array of hundreds of spatula tips, (F) example of a synthetic spatulae from polyimide. [1]

There are some noticeable traits of Gecko toe-pads that could be utilized and even replace some traditional tools or aids, such as wet adhesives (wide popularity of Hook-and-loop fasteners is a prime example for mimicking bur found in nature [2]). The traits are:

- rough surface compatibility even with increasing surface roughness, the adhesion capabilities of gecko pads don't dramatically decrease;
- self-cleaning properties the morphology of gecko pad is less contaminated with small particles, because the adhesion of these particles is grater to the surface, on which the gecko crawls (paradoxically, on a macroscopic scale, the pads are hydrophobic, thus acting in a similar way as lotus leaves);
- effortless and controllable detachment by just slightly curling their toes, geckos are capable to generate large detachment forces and can do it in short periods of time, therefore are able to run even on vertical surfaces;
- maximised adhesion it has been confirmed, that despite the smaller contact area, gecko pads may maximize adhesion. [3]

3 EXPERIMENTS

Measurements of adhesive forces required designing a biomimetic structure – structure mimicking properties of a studied natural object to some extent. Therefore, a simple design has been proposed. This design consists of an array of short and thin pillars created from a material similar to gecko setae by its mechanical strength and similar adhesion properties. A polymeric material known by its commercial name Parylene C was used as a supporting structure (actual shape of the pillars)

Figure 2 shows a shortened manufacturing process of gecko biomimetic structures. A single silicon wafer is used as a substrate with a thin (200 nm) layer of SiO₂ that has been machined by several techniques known for their use in micro-electro-mechanical systems manufacturing processes. During photolithography, the design – an array of dots 1 μ m in diameter, was projected onto a polymeric photoresist (PR) using a glass carried chromium mask. After PR development, the holes were etched using the Bosch etching technique with deep reactive ion etching and filled with Parylene C. The samples are then flipped, and all the remaining silicon is etched away in XeF₂ gas.



Figure 2 - Process chart showing the manufacturing steps using photolithography and Bosch etching and creating artificial gecko pillars made of commercially available Parylene C.

The resulting structures using SEM are shown on Figure 3.

Created structures could be later modified with organic layers supporting β -keratin that is found in the basic composition of gecko setae, thus, mimicking the surface of actual gecko lamellae. The mechanical properties of the pillars could be modified by adding a thin layer of SiO₂ and compared with the unmodified. A design option was also discussed, in which the pillars with larger pitch will have their tip enlarged, forming a bubble on top, that resembles the shape of gecko spatulae.

Modified and unmodified pillars will be analysed by atomic force microscopy (AFM) using a tipless cantilever, and a cantilever mounted with a glass sphere to measure their response to applied force and adhesion properties. Furthermore, a contact angle measurement method can obtain wetting properties of each samples.



Figure 3 - Parylene C pillars with a (a) diameter of 1 μm and 4 μm pitch; (b) 0.5 μm diameter and 1 μm pitch (length is approximately 5:1 ratio of width).

4 CONCLUSIONS

Gecko toe-pads are a very interesting source of inspiration for biomimetics simulating their adhesive properties, that can even be used in a commercial area. But a lot of research has to be done to fully utilize the qualities of this natural adhesive. Overall, the aim is to understand and replicate its extraordinary behaviour and use it in special applications, that would benefit from such surface improvement, starting from simple adhesive tapes to wall climbing robots. Some successful attempts have already been made to mimic the structures of Gecko lizard's feet [4-8].

In this work, structures in the form of pillars have been prepared, which surface can be further enhanced using crosslinkers (FAS-17, APTES) to bind β -keratin, which is a fundamental building block of studied gecko setae, or by SiO₂, that can alter mechanical properties of these pillars. These qualities would be determined using AFM, and also using contact angle measurement methods.

ACKNOWLEDGEMENT

We acknowledge the support of the Grant Agency of the Czech Republic under the contract GJ19-04270Y.

REFERENCES

- [1] K. Autumn and J. Puthoff, "Properties, Principles, and Parameters of the Gecko Adhesive System," in *Biological Adhesives*, A. M. Smith, Ed., ed Cham: Springer International Publishing, 2016, pp. 245-280.
- [2] S. D. Strauss, *The Big Idea: How Business Innovators Get Great Ideas to Market*: Dearborn Trade Pub., 2002.
- [3] W. Federle, "Why are so many adhesive pads hairy?," *J Exp Biol*, vol. 209, pp. 2611-21, Jul 2006.
- [4] B. Bhushan, "Bioinspired structured surfaces," *Langmuir*, vol. 28, pp. 1698-714, Jan 24 2012.
- [5] A. K. Geim, S. V. Dubonos, I. V. Grigorieva, K. S. Novoselov, A. A. Zhukov, and S. Y. Shapoval, "Microfabricated adhesive mimicking gecko foot-hair," *Nat Mater*, vol. 2, pp. 461-3, Jul 2003.
- [6] H. Lee, B. P. Lee, and P. B. Messersmith, "A reversible wet/dry adhesive inspired by mussels and geckos," *Nature*, vol. 448, pp. 338-41, Jul 19 2007.
- [7] M. T. Northen and K. L. Turner, "A batch fabricated biomimetic dry adhesive," *Nanotechnology*, vol. 16, pp. 1159-1166, 2005.
- [8] M. Carlo and S. Metin, "A Biomimetic Climbing Robot Based on the Gecko," *Journal of Bionic Engineering*, vol. 3, pp. 115-125, 2006/09/01/ 2006.

ORGANIC ADDITIVES CONTROLLING ZINC DEPOSITION FROM ALKALINE SOLUTIONS

Jan Smejkal

Master (2), FEEC BUT E-mail: xsmejk18@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Ladislav Chladil

E-mail: chladil@feec.vutbr.cz

Abstract: This work is focused on the study of the effect of selected additives on zinc deposition in alkaline electrolyte for the purpose of using the additives in zinc based battery. Deposition was performed on tinplate in 6 mol/dm³ KOH solution saturated by ZnO and with the addition of organic additives (Slovasol 2520/2, Tween 20, CTAB and Lugalvan G35). All selected additives were examined with the focus on the morphology of zinc deposit and with respect to their ability of dendritic growth suppression. Zinc morphology was studied using an electron microscope and an X-ray diffractometer.

Keywords: Zinc morphology, deposition, additives, dendritic growth

1 ÚVOD

Dlouhodobé skladování a uchovávání energie je v dnešní době velmi zásadním tématem kvůli stále se zvyšujícímu procentuálnímu zastoupení alternativních zdrojů v celkové produkci elektrické energie, nutnosti efektivně a hospodárně pokrývat rozdílnou denní a noční spotřebu elektrické energie, uchovávat přebytečnou energii a dodávat energii v případě jejího nedostatku. Rozvoj akumulátorů výrazně probíhá v oblasti přenosných aplikací, u kterých není přímé spojení mezi produkcí a spotřebou elektrické energie. Dále v oblastech, kde jsou vysoké požadavky na velkou kapacitu článků a jejich spolehlivost jako například u elektromobilů, kde parametry článků udávají efektivitu celého systému. Všechny tyto okolnosti vedou k vývoji stále nových typů akumulátorů. Články zinek-vzduch jsou do budoucna velmi perspektivní jak pro svoje vlastnosti, nízkou cenu a také pro minimální dopad na životní prostředí. Velkou výhodou baterie zinek-vzduch je vysoké napětí, které může teoreticky dosáhnout až 1,65 V. Další výhodou je velká hustota naakumulované energie, která dosahuje teoretických hodnot kolem 1000 Wh/kg, což je téměř pětkrát vyšší hodnota než u Li-Ion akumulátorů [1]. Zinek-vzduch baterie jsou snadno a s vysokou účinností recyklovatelné. Zásadním problémem, se kterým se zinek-vzduch akumulátory potýkají, je dendritický růst, který zásadně snižuje životnost těchto akumulátorů. Při dendritickém růstu probíhá na zinkové elektrodě nárůst krystalů, které zapříčiňují zmenšování kapacity akumulátoru a mohou vést až k jeho úplnému zničení [2].

Během katodické polarizace zinkové elektrody se na elektrodě začnou redukovat zinkové ionty na kovový zinek. Při polarizaci dochází k ukládání rozpuštěného zinku v elektrolytu na proudový kolektor záporné elektrody. Reaktanty jsou ve formě zinkových iontů $Zn(OH)_4^{2-}$ v elektrolytu a na elektrodě ve formě ZnO [3]. Celková morfologie deponované struktury je silně závislá na proudové hustotě, při kterém dochází k dendritickému růstu. Potlačení dendritického růstu je možné za podmínek podporujících transport zinkových iontů, jako je zvýšení koncentrace iontů zinku v elektrolytu, nízká viskozita elektrolytu nebo přidáním aditiv.

Přítomnost povrchově aktivních látek může začít zpomalovat depozici zinku, protože se předpokládá, že částice povrchově aktivních látek by měly být na stejné úrovni jako ionty zinku. Vliv na rychlost přenosu elektronů má také blokování aktivních míst pomocí povrchově aktivních látek [4].

2 MĚŘENÍ

Před provedením experimentů bylo třeba předem připravit elektrody a roztoky s přidanými aditivy. Elektrody byly vystříhány z tenkého cínového plechu o tloušťce 0,5 mm. Pracovní část elektrody byla o velikosti 2,25 cm². Na část elektrody, která nebyla určena pro depozici Zn, byl připájen mosazný drát, který byl od pracovní části elektrody odizolován izolačním materiálem.

Základní roztok byl vytvořen rozpuštěním 37,35 g ZnO v 1000 ml 6 mol/l roztoku KOH. Roztok byl blízko nasyceného stavu. K tomuto stavu dochází v elektrolytu alkalických baterií na konci vybíjení akumulátoru. Do tohoto základního roztoku byla následně přimíchána jednotlivá aditiva o koncentraci 500 ppm. Jednotlivá aditiva a podrobnější informace o jejich použití, složení a výrobcích jsou uvedeny v Tab. 1.

Obchodní název	Chemické složení	Podrobnější informace
Slovasol 2520/2	Alkylpolyethylene glycol ethers	Je hojně využíván jako korozní inhibitor a také v kosmetickém průmyslu
Lugalvan G35	Polyethyleneimine	Je využíván jako leštidlo zinkových lázní v galva- nickém průmyslu.
Tween 20	Polyoxyethylenesorbitan	Neinogenní detergent široce používaný v kosme- tickém průmyslu.
СТАВ	Cetyl trimethylammonium bromide	Je široce užívaný při syntéze zlatých nanočástic.

Tabulka 1: Chemické složení a popis využití vybraných aditiv.

Depozice byla prováděna v tříelektrodovém zapojení. Depozice zinku byla realizována při proudu 5 mA/cm² po dobu 50 minut. Tento čas byl zvolen z důvodu nutnosti překročit iniciační čas vzniku dendritů. Proti-elektroda byla tvořena niklovou síťkou o $2,5 \times$ větší ploše než elektroda pracovní. Pracovní elektroda byla vytvořená cínová elektroda a referenční elektroda byla tvořena Zn drátem.

Deponované zinkové struktury byly následně zkoumány pomocí elektronovém mikroskopu rentgenového difraktometru. Elektronový mikroskop byl využit primárně pro vizuální porovnání deponovaných struktur. Difraktometr byl využit pro zjištění přednostních orientací Zn krystalů a pro změření difrakčních spekter. Nastavení XRD pro měření bylo divergenční štěrbina o velikosti 0,01 a k β filtr o velikosti 0,03. Rozsah měření difrakčních spekter byl 20–120° a rychlost měření 2° za minutu.

3 VÝSLEDKY A DISKUZE

Nabíjení baterie by mohlo probíhat buď v režimu konstantního proudu, nebo konstantního potenciálu. Pro měření byla zvolena metoda konstantního proudu kvůli snazšímu vyhodnocení změn morfologie zinkového depozitu. Změny morfologie depozitu (dendritický růst) mohou být zjištěny pomocí poklesu potenciálu.

Časový průběh elektrického potenciálu pro depozici v tříelektrodovém zapojení je uveden na Obrázku 1. Potenciál se ustálil po 250 s a od této doby nedošlo k výrazné změně potenciálu po celou dobu experimentu. U aditiv Tween 20 a Slovasol 2520/2 můžeme pozorovat největší nárůst přepětí kolem 170 mV. V případě aditiva Lugalvan G35 je možné pozorovat v první části průběhu výrazný pokles, a to o 40 mV. Tento pokles se po 15 minutách ustálí. U aditiva CTAB je možné pozorovat největší pokles potenciálu vůči zinkové elektrodě a k nejmenšímu nárůstu potenciálu vůči roztoku KOH bez přidaných aditiv.

U nízkých proudových hustot (5 mA/cm²) je možné pozorovat vytváření mechových struktur. Tato mechová struktura je tvořena při depozici bez přidaných aditiv. Na Obrázku 2 můžeme pozorovat značné ovlivnění struktury depozitu vybranými aditivy.



Obrázek 1: Časový průběh elektrického potenciálu pro depozici v tříelektrodovém zapojení pro roztoky s přidanými aditivy o koncentraci 500 ppm při proudových hustotách 5 mA/cm².



Obrázek 2: Struktura depozitů při nízkých proudových hustotách 5 mA/cm². V roztoku 6 mol/l KOH a 37,35 g/l ZnO s přidanými aditivy o koncentraci 500 ppm. Snímky při zvětšení 2000×. Aditiva a) CTAB, b) Lugalvan G35, c) Slovasol 2520/2 a d) Tween 20.

Na Obrázku 3 můžeme vidět difrakční spektra deponovaných struktur v KOH bez přidaných aditiv a v roztocích s přidanými aditivy.



Obrázek 3: Difrakční spektra pro vzorky s přidanými aditivy.

4 ZÁVĚR

Vybraná aditiva mají významný vliv na morfologii deponovaného zinku při proudových hustotách 5 mA/cm². Všechna aditiva měla vliv na odstranění nerovnoměrně rostoucích mechových struktur, které se tvoří zejména při nízkých proudových hustotách. V případě aditiv CTAB, Tween 20 a Slovasol 2520/2 bylo možné pozorovat nárůst krystalových shluků, u aditiva Lugalvan G35 bylo možné pozorovat vysoce porézní strukturu po celém povrchu zinkové elektrody. U aditiva Tween 20 byl pozorován nárůst shluků velmi porézních tyčinek, které rostly rovnoměrně ve všech směrech. U aditiva CTAB byl pozorován rovnoměrný nárůst slabě porézního depozitu po celé ploše elektrody. V případě aditiva Slovasol 2520/2 byl pozorován nárůst neporézních shluků krystalů. Z výše uvedených důvodů se jako nejvhodnější aditiva jeví Lugalvan G35 a Tween 20. U těchto aditiv bylo pozorováno největší potlačení nerovnoměrně rosteného mechového depozitu.

REFERENCE

- LI, Yanguang a Hongjie DAI. Recent advances in zinc–air batteries. Chem. Soc. Rev [online]. 2014, 12.1.2014, 43(15), 5257-5275. DOI: 10.1039/C4CS00015C. ISSN 0306-0012. Dostupné z: http://xlink.rsc.org/?DOI=C4CS00015C.
- [2] LINDEN D., REDDY T. B. Handbook of batteries. 3rd ed. New York: McGraw-Hill, 2002. ISBN 00-713-5978-8.
- EINERHAND, R. E. F. Zinc Electrode Shape Change. *Journal of The Electrochemical Society* [online]. 1991, 138(1). DOI: 10.1149/1.2085582. ISSN 00134651. Drahanský, M., Orság, F.: Biometric Security Systems: Robustness of the Fingerprint and Speech Technologies. In: BT 2004 International Workshop on Biometric Technologies, CA, 2004, s. 99-103.
- [4] LAN, C.J., C.Y. LEE a T.S. CHIN. Tetra-alkyl ammonium hydroxides as inhibitors of Zn dendrite in Zn-based secondary batteries. *Electrochimica Acta* [online]. 2007, 52(17), 5407-5416. DOI: 10.1016/j.electacta.2007.02.063. ISSN 00134686.

USING OF WIREBONDING IN THE HOT-WIRE ANEMOMETRY

Martin Búran

Master Degree Programme (2), FEEC BUT E-mail: xburan02@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Michal Řezníček

E-mail: reznicek@feec.vutbr.cz

Abstract: The project deals with the effect of the airflow and temperature on the gold wirebond due to the possible application in hot-wire anemometry. A part of the text deals with the design of the experimental sensor for hot-wire anemometry with use of the 17,5 μ m gold wirebond. The research also includes the verification of the sensor's properties.

Keywords: gold, wirebond, zero loop wedge bonding, hot-wire anemometry

1 ÚVOD

Anemometrie se zabývá zkoumáním rychlosti proudění resp. rychlostí a směrem proudění tekutin. Pro účely těchto měření se používají různé senzory a specializovaná zařízení na bázi mechanické, aerodynamické nebo akustické.

U žárové (termické) anemometrie je využíván drátek žhavený na vysokou teplotu. Obtékající médium jej svým prouděním ochlazuje, čím přímo dochází ke změně elektrických vlastností drátku. Tato změna je zaznamenávána a vyhodnocována jako rychlost proudění. [2] [3]

Cílem uvedené práce je návrh alternativních výrobních postupů jako např. technologie kontaktování, která se používá pro výrobu elektronických součástek. Uvažované postupy počítají s využitím dostupných a stabilních materiálů, které by umožňovaly použití senzoru až do teploty 300 °C, zjednodušily by výrobu, nebo ji zlevnily.

2 NAVRŽENÁ KONSTRUKCE

Uvažovaná konstrukce má za úkol nejenom fixovat nakontaktovaný drátek, ale také k němu vést elektrický proud. Při návrhu konstrukce byla brána do úvahy už existující a používaná řešení (viz. Obr. 1). V běžně používaném provedení je drátek o průměru přibližně 5 µm fixován mezi dvěma jehlami. Navržené řešení používá místo jehel běžně dostupné precizní piny, mezi kterými je nakontaktovaný drátek o délce 2,54 mm.



Obr. 1 Typická konstrukce senzoru [3]

2.1 MATERIÁL A PRŮMĚR DRÁTKU

Z materiálového hlediska přichází do úvahy 3 základní materiály pro kontaktování. Konkrétně se jedná o měď, hliník a zlato. Nejvhodnějším vzhledem ke své kontaktovatelnosti a odolnosti vůči korozi je zlato. Z hlediska elektrické vodivosti by byl vhodnější materiál s nižší vodivostí, avšak i kontaktovací drátky mají dostatečný odpor pro následné měření.

Z hlediska průměru drátku je možno použít 17,5 µm nebo 25,4 µm drátek. Nejvhodnější možností je použití nejmenšího existujícího průměru z důvodu tepelné setrvačnosti. Menší průměr drátku s sebou také přináší větší elektrický odpor, což je rovněž důležitá vlastnost. Při vyšším odporu drátku stačí na jeho rozžhavení nižší protékající elektrický proud. Drátek průměru 17,5 µm má proti průměru 25,4 µm přibližně dvojnásobně velký odpor.

2.2KONTAKTOVACÍ PARAMETRY

Pro samotné kontaktování byl zvolen ultrazvukový proces využívající nástroj ve tvaru klínu. Teoreticky je možné použít i termokompresní nebo termosonický proces, nejsou však vhodné z důvodu tvaru nakontaktovaného propojení a dále nadbytečného odvodu tepla z kuličkového spoje.

Aby bylo dosaženo toho, že nakontaktovaný drátek bude mezi piny v jedné rovině, bylo kontaktování provedeno na nízkou smyčku (tzv. "low loop" nebo "zero loop"). [1]

Uvedený postup byl pro potřeby tohoto senzoru modifikován tak, aby nedocházelo při tažení drátku k jeho prohnutí pod úroveň krajních pinů. Tohoto bylo dosaženo napnutím drátu nástrojem před úplným nakontaktováním. Výsledek tohoto postupu je znázorněn na Obr. 2.



Obr. 2 Nakontaktovaný drátek

2.3**Provedení senzoru**

Pro použití senzoru za teplot 300 °C je nutné těmto podmínkám přizpůsobit konstrukci celého senzoru. U uvedeného řešení byl použit materiál na bázi keramiky označovaný jako korund (viz. Obr. 3). Jednotlivé keramické části je potřeba navzájem fixovat. Fixování bylo ověřeno pomocí tepelně vodivého lepidla Polytec TC430. Dále je možné teoreticky použít i tekuté sklo nebo tekutou keramiku s následným výpalem. Uvedené materiály jsou odolné nejen z hlediska tepelného namáhání, ale jsou odolné také vůči korozi.



Obr. 3 Možné provedení pro teploty do 300°C

3 MEZNÍ PARAMETRY

Pro senzor této konstrukce je možno definovat několik limitních parametrů. Měřením bylo ověřeno, že drátek (17,5 μ m) je schopen odolat vertikální síle přibližně 20 mN. Tato hodnota je průměrnou ze vzorku 5 spojů. Při větší hodnotě dojde k protržení na jednom z konců drátku.

Jak bylo uvedeno na začátku, pro zahřátí se využívá protékající elektrický proud. Limitní hodnota v tomto případě je zhruba 0,45 A. U vyššího proudu dojde k roztavení středu propoje a dojde k jeho úplnému přerušení. Dá se předpokládat, že při vyšší teplotě okolního prostředí bude limitní hodnota el. proudu nižší. V Grafu 1 je zobrazena změřená změna odporu drátku, při zvyšování průtoku vzduchu, pomocí ventilace. Teplota okolního vzduchu byla 24 °C při relativní vlhkosti 45%.



Graf 1 Změna odporu drátku při proudění okolním vzduchem

4 ZÁVĚR

Na základě experimentů provedených na navrženém senzoru anemometru byly potvrzeny teoretické předpoklady pro chování zlatého kontaktovacího drátku. Díky odolným materiálům v konstrukci senzoru je teoreticky možné jej použít až do teploty žhaveného elementu. Jeho odezva na proudící vzduch však bude vždy nejvýraznější v situaci, kdy bude největší rozdíl mezi teplotou senzoru a teplotou okolního prostředí. Využití v budoucnosti je tedy možné napříč širokým spektrem průmyslových aplikací od nízkých teplot až po teploty několik set stupňů.

PODĚKOVÁNÍ

Publikace byla podpořena díky projektu FEKT-S-17-3934, Využití nových poznatků z mikro- a nanotechnologií pro komplexní elektronické obvody a senzoriku.

REFERENCE

- [1] PRASAD, Shankara K. Advanced wirebond interconnection technology. Boston: Kluwer Academic Publishers, 2004. ISBN 1-4020-7762-9.
- [2] *How to measure turbulence with hot-wire anemometers* [on-line], 2018, december. Dostupné z: http://web.iitd.ac.in/~pmvs/courses/mel705/hotwire2.pdf
- [3] Schematic of a hot-wire anemometer [on-line], 2019, březen. Dostupné z: https://commons.wikimedia.org/wiki/File:An%C3%A9mom%C3%A8tre_%C3%A0_fil_chaud, _hot-wire_anemometer.png

MOVING OBJECTS MONITORING SYSTEM

Jakub Orolin

Master Degree Programme (2), FEEC BUT E-mail: xoroli01@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Jiří Háze

E-mail: haze@feec.vutbr.cz

Abstract: The presented project deals with the design of a system capable of tracking the moving objects. The output of the thesis is the prototype layout of the device. Facility will be physically inserted between the camera and the tripod. The role of this system is to automatically rolling the camera up the selected moving object.

Keywords: Camera, Stand, FPGA, Object tracking

1 ÚVOD

Prvý let modelu lietadla, zjazd na lyžiach zasneženou krajinou, či jazda na koni - to sú neopakovateľné momenty, pri ktorých nemáme vždy pri sebe kameramana, ochotného kvalitne tieto udalosti kvalitne zaznamenať. Tento dôvod bol impulzom k rozhodnutiu vypracovať projekt, ktorý by umožňoval automatické natáčanie kamery na pohybujúci sa cieľ, ako je napríklad lyžiar na svahu, lietadlo alebo auto. Práca je zameraná na návrh zameriavacieho systému SSPO (Systém pre sledovanie pohybujúcich sa objektov), ktorý bude schopný sledovať užívateľom zvolený pohybujúci sa objekt, ktorý bude v centre zorného poľa akejkoľvek kamery. Ideálnym konceptom takéhoto zariadenia je "stlač a nestaraj sa", čo by v praxi pre užívateľa znamenalo namieriť kameru na cieľ, stlačiť tlačidlo nahrávania a ďalej sa už o funkciu kamery nezaujímať.

Výsledkom tejto práce bude návrh prototypu takéhoto zariadenia, ktoré sa v budúcnosti fyzicky umiestni medzi statív a kameru. Spustenie sledovania objektu bude realizované namierením kamery a následným stlačením tlačidla štart.

2 MECHANICKÝ KONCEPT SSPO

Konštrukciu SSPO je možné rozdeliť na niekoľko základných častí znázornených na Obrázku 1: nepohyblivý obal krokového motora uchytený o vrchnú časť statívu, otočná podložka pripevnená o hriadeľ motora, servomotor, vrchná podložka s kamerou a riadiacou jednotkou, Li-Pol (Lítium-Polymér) batéria.



Obrázok 1: Grafické znázornenie SSPO

3 PRINCÍP SLEDOVANIA POHYBUJÚCICH SA OBJEKTOV Z VIDEOSEKVENCIE

Vytvorenie systému, ktorý by bol schopný sledovať pohybujúci sa objekt iba na základe obrazových informácii bol hlavným dôvodom vytvorenie tohto projektu. V tejto kapitole je čitateľovi predložený jeho koncept.

Hlavným predpokladom funkcie sledovania pohybujúceho sa objektu vo videosekvencii (séria snímkov alebo fotiek vytvorených v časovej postupnosti) je možnosť získania zmien obrazovej informácie, ktorá vyjadruje pohyb. SSPO je možné potom rozdeliť z hľadiska implementácie základných algoritmov na nasledujúce bloky znázornené na **Obrázok 2**.

Blok č.1 na **Obrázok 2** obsahuje vytvorenie rozdielových zašumených snímkov dif_{nN} a ich filtráciu.

Funkciou bloku č.2 je v prípade, že rozdielové snímky obsahujú niekoľko pohyblivých objektov, odseparovať sledovaný predmet od ostatných na základe zaznamenávania poslednej polohy a špecifických znakov, ako sú napríklad rozmery.

Blok č.3 ďalej obsahuje výpočet geometrického stredu sledovaného objektu. Funkciou bloku č.4 je transformácia vektoru polohy v obraze na vektor v 3D (Three Dimensional) priestore.



Obrázok 2: Základný koncept riešenia systému SSPO

3.1 PRINCÍP ZÍSKANIA ZMIEN POHYBU V OBRAZE

Na úvod treba zdôrazniť, že hlavnou podmienkou správnej funkcie nasledujúcej metódy je nehybnosť obrazového snímača počas získavania snímok z kamery. Ak by nastal pohyb kamery počas ich získavania, algoritmus by nebol schopný oddeliť statické pozadie od pohybujúceho objektu a algoritmus by nefungoval korektne.

Na **Obrázok 3** na nasledujúcej strane je znázornený algoritmus extrakcie pohybu v sérii nekomprimovaných snímkov. V prvej fáze je potrebné vytvoriť diferenčný snímok dif_n odčítaním *snímku č.1* a *snímku č.2* porovnaním výsledku odčítania s hraničnou konštantou K_{THR} . Určenie numerickej hodnoty K_{THR} je veľmi dôležité pre správne fungovanie celého systému. Z dôvodu zvýšenia selektivity a citlivosti systému je obraz rozdelený do niekoľkých častí, pričom každá z nich má pridenú unikátnu prahovú hodnotu K_{THR} . Táto hodnota je vypočítaná ako priemerná zmena jasovej zložky medzi *snímkom č.1* a *č.2*. Po získaní dif_n a dif_{n+1} je potrebné vyextrahovať pozíciu objektu. V ďalšom procese budú tieto diferenčné snímky spracovávané ako dvojrozmerné bitové pole z ktorého budú po odfiltrovaní šumu a nežiaducich zmien vypočítané súradnice sledovaného objektu. [1] [2]



Obrázok 3: Grafické znázornenie získania pohybu zo série snímok

3.2 Odstránenie šumu z rozdielových snímkov

Odstránenie šumu a malých zmien pohybu, ako sú napríklad lístie alebo tráva vo vetre v rozdielových snímkach dif_n , popísaných v predchádzajúcej kapitole, je nevyhnutné pre ich ďalšie spracovávanie. Princípom je prechádzanie filtračným okienkom bod po bode celým obrazom dif_{nN} a v prípade, že sú pod ním všetky body (na Obrázku 4 sú to 4 body) nastavené do log.1, bude celé okienko prekopírované do výsledného odfiltrovaného snímku.



Obrázok 4: Princíp okienkovej filtrácie

4 KONCEPT ZÁKLADEJ DOSKY PLOŠNÝCH SPOJOV PRE RJ

Riadiaca jednotka celého systému je realizovaná na DPS (Doska Plošných Spojov), ktorej úlohou je fyzické prepojenie nasledujúcich komponentov: spracovanie obrazu a následné riadenie akčných členov zabezpečuje modul TE0725 s FPGA Artix-7. Powermanažment s nízkostratovým DC/DC (Direct Current/Direct Current) meničom sa stará o napájanie celej RJ s kamerou. Overenie správnej funkčnosti systému v priebehu vývoja je realizované implementáciou vysokorýchlostného verifikačného kanálu medzi FPGA a PC čipom FT232.

Primárnym cielom projektu bola implementácia celého systému do jedného čipu FPGA s maximálnym využitím jeho potenciálu v paralélnom spracovaní dvojrozmerného obrazu z kamery. Na nasledujúcej strane je predložený návrh základnej dosky plošných spojov DPS RJ. Ďalej je na Obrázku 6 zobrazený zjednodušený koncept riadiacej logiky v FPGA.



Obrázok 5: Blokové znázornenie RJ v systému SSPO



Obrázok 6: Koncept RJ v hradlovom poli FPGA Artix-7

5 ZÁVER

Cieľom tejto práce bolo preskúmať a navrhnúť riešenie systému pre sledovanie pohybujúcich sa objektov. Prvá časť práce je venovaná skúmaniu jednotlivých postupov nevyhnutných pre vytvorenie sledovacieho zariadenia, druhá časť sa zaoberá konceptom DPS a riadiacej jednotky v obvode FPGA na blokovej úrovni. Funkčnosť jednotlivých algoritmov popísaných v tejto práci bola overená testovacou aplikáciou v PC so zdrojom videosignálu z webkamery. Snímanie webkamerou v reálnom prostredí bolo demonštrované demo DPS doskou s mikrokontrolérom ATmega. Dáta z aplikácie sú potom prenášané do mikrokontroléra, ktorý potom riadi krokový motor a servo. Predmetom ďalšej činnosti bude implementácia celého systému iba do obvodu FPGA.

REFERENCIE

- [1] Hardware Design of Moving Object Detection on Reconfigurable System [online]. Taiwan: Hung-Yu Chen, Yuan-Kai Wang, 2016 [cit. 2018-12-14]. Dostupné z:https://file.scirp.org/pdf/ JCC_2016081015273428.pdf
- [2] Foreground detection. In: *Wikipedia: the free encyclopedia* [online]. San Francisco (CA): Wikimedia Foundation, 2001 [cit. 2018-12-14]. Dostupné z: https://en.wikipedia.org/wiki/Foreground_detection

CONSTRUCTION AND CONTROL OF MULTIPURPOSE MILLING MACHINE

Daniel Michalík

Master Degree Programme (2.),FEEC BUT E-mail: xmicha59@vutbr.cz

> Supervised by: Josef Eliáš E-mail: xelias10@vutbr.cz

Abstract: This project deals with the design of multipurpose milling machine for production of prototype small components made from soft materials and PCBs. Project contains design of mechanical construction, individual parts of driving machine and graphic user interface.

Keywords: CNC, milling, ZYNQ, FPGA, ARM, RTOS, spindle, router

1 ÚVOD

Tato práce se zabývá návrhem a konstrukcí víceúčelového obráběcího stroje pro prototypování a malé série dílů. Návrh stroje je rozdělen na mechanickou, hardwarovou a řídící část. V oblasti mechaniky je zvolena konstrukce pro výborné vlastnosti a dobrou dostupnost. Část hardware popisuje volbu jednotlivých elektronických částí v systému. Nejobsáhlejší částí je samotné řízení, které je složeno z tří podčástí: generování signálů pro motory, výpočet trajektorií a řídící rozhraní pro uživatele. Díky využití řídicího systému na čipu je možné stroj rozšířit prakticky o jakýkoli nástroj jako je pipeta na osazování DPS, nebo třeba dispenzer. Díky těmto vlastnostem je tento stroj určen pro využití v malých dílnách nebo pro vývojové aplikace.



Obrázek 1: Víceúčelový obráběcí stroj

2 ŘÍZENÍ

Celé řízení je navrženo na systému na čipu ZYNQ [1] (dále jen SoC). Jedná se o systém obsahující dvoujádrový procesor ARM a hradlové pole. Tento koncept byl zvolen z důvodu možné škálovatelnosti systému a synchronizaci na nejnižších vrstvách řízení, aby bylo možné jej rozšířit o další nástroje a jejich použití znamenalo jen přidání další řídící komponenty do nejnižší vrstvy řízení. K tomu slouží u vybraného SoC sběrnice AXI, která umožňuje ovládání vlastních periferií v FPGA pomocí procesorového jádra ARM.

Budiče krokových motorů jsou ovládány pomocí signálů STEP a DIR, které určují směr a úhel otočení hřídele. Tyto signály je nutné generovat synchronně pro všechny motory. Proto je tato část navržena na hradlovém poli. Každý blok řízení motoru představuje jedna periferie připojená na AXI sběrnici. Periferie jsou paměť ově mapované. To znamená že na jejich vstupu je sdílená paměť do které lze zapisovat z procesoru a data dále zpracovávat v hradlovém poli. Pro správnou synchronizaci jsou periferie pro motory propojeny SYNC signálem. Po nastavení jednotlivých periferií jsou synchronně spuštěny všechny periferie.



Obrázek 2: Blokový diagram řízení krokovým motorů

Pro první konstrukci je systém navržený s obráběcím vřetenem. To je tvořeno modelářským motorem a příslušným budičem. Údaj o zpětné vazbě je získán z optického snímače na hřídeli vřetene. Otáčky je nutné udržovat na konstantní rychlosti při obrábění různých druhů materiálu. Z toho důvodu jsou otáčky řízeny pomocí PID regulátoru. Tento blok je realizován obdobně jako řízení krokového motoru tj. paměť ově mapovaná AXI periferie.

Výpočetní část je implementována na procesoru ARM. Procesor disponuje matematickým koprocesorem FPU tj. jednotka pro práci s čísli s plovoucí řádovou tečkou. Pro vhodné rozdělení výkonu pro jednotlivé úlohy je použit operační systém reálného času. Komunikace mezi jednotlivými úlohami je realizována s využitím front. Běžící úlohy jsou:

- Komunikační
- Parsovací
- Řízení krokových motorů
- Řízení vřetene



Obrázek 3: Úlohy v systému

Komunikace s vyššími vrstvami probíhá po sériové lince. Jednotlivé příkazy jsou ve formátu řídící slovo + argumenty. Prefix příkazu určuje zda se jedná o příkaz ovlivňující nastavení jednotlivých částí nebo samotnou část programu. Příkazy pro nastavení jednotivých částí má prefix $_{C}MD$ a část programu má prefix $_{G}$ nebo $_{M}$. Data jsou rozparsována do jednoduché struktury a přeposlány do jednotlivých periferií. Spolehlivost komunikace je ošetřena kontrolním součtem na konci zprávy.

Pro parsování je použit volně dostupný parser GPR[2]. Viz následující příklad (v přírůstkovém režimu):ní program pro řízení stroje je v jazyce G kód a je nutné ho rozparsovat na jednotlivé příkazy a přepočítat na konkrétní operace na

N25 G00 X10 Y10 N26 G01 Z-30 F60 N27 G01 X15 Y15 F100

Každý řádek v NC programu se nazývá věta. Každá věta má několik slov. Slovo je složeno z adresy (například G) a významu (například 01). Slovo začínají písmenem N označuje číslo řádku. Slovo G00 je lineární posuv maximální rychlostí stroje. G01 je lineární posuv pracovní rychlostí. Následují slova představující souřadnicové argumenty X,Y a Z. Rychlost posuvu je zadána slovem s adresou F v milimetrech za minutu příp. za otáčku.

Jednotlivé textové řetězce jsou rozpoznány a převedeny do numerických hodnot. Následně jsou přepočítány dle konfigurační struktury do hodnot vhodných pro samotné řízení jednotlivých motorů. Konfigurační struktura obsahuje stoupání jednotlivých os, počet kroků motoru na otáčku a mikrokrokování.

Grafické rozhraní slouží pro interakci s uživatelem. Umožňuje samostatně ovládat jednotlivé osy stroje, zadávat program který se má vykonávat a provádět kalibraci. Dále je zde ovládací část pro nástroj který je použit. Pro dispenser lze nastavovat dobu aktivace tlaku. Pro vřeteno lze nastavit otáčky. Grafické rozhraní je program, který komunikuje s procesorem přes sériovou linku. Komunikační část je navržena s ohledem na možnou změnu komunikačního kanálu (například soket). V této části není nutné provádět realtimové operace. U této části není nutná krátká doba odezvy, není proto nutné používat realtimové operace a samotná aplikace může běžet na jiném stroji například na počítači.

3 MECHANICKÁ ČÁST

Nosná konstrukce celého zařízení je vyrobena z hliníkových profilů a plechů. Jednotlivé osy se pohybují po hlazených tyčích. Pojezd os zajišť ují závitové tyče pohybující mosaznou maticí. Matice jsou vyrobeny s minimální vůlí. Pro obrábění bylo navrženo a vyrobeno vřeteno. Hřídel je uložena v ložiscích s kosoúhlým stykem, která jsou předepnuta pro dosažení minimální vůle[3]. Nástroj je umístěn na přírubě pro snadnou výměnu. Vřeteno lze nahradit nahradit držákem pro vakuovou pipetu.

4 HARDWARE

Hardwarová část zařízení je postavena na vývojovém kitu ZYBO Board, který je doplněný externími periferiemi jako jsou drivery pro motory a vřeteno. Ovládání každé osy obsahuje výstupy STEP, DIR, ENABLE a vstup signálu z koncového spínače. Maximální proud driverů je 4A. Krokové motory mají statický moment 1,4 Nm. Pro řízení motoru vřetene byl zvolen RC driver 40A, který je připojen na PWM výstup. Zvolený motor je o výkonu 460W. Zpětná vazba je tvořena reflexní optozávorou.

5 ZÁVĚR

Výsledkem práce by měl být levný lehce modifikovatelný stroj dostupný pro hobby použití. Zdrojové kódy jsou pod otevřenou licencí.

REFERENCE

- [1] ZYNQ 7000 https://www.xilinx.com/products/silicon-devices/soc/zynq-7000.html
- [2] G-kód parser https://github.com/dillonhuff/gpr
- [3] MAREK, Jiří. Konstrukce CNC obráběcích strojů. Praha: MM publishing, 2006. ISBN 12122572.

Magisterské projekty

Zpracování signálů, obrazu a dat

DEEP LEARNING BASED SOUND EVENT RECOGNITION

Jakub Bajzík

Master Degree Programme (3), FEEC BUT E-mail: xbajzi00@stud.feec.vutbr.cz

> Supervised by: Jiří Přinosil E-mail: prinosil@feec.vutbr.cz

Abstract: The main paper deals with the analysis of the methods of processing and recognition of events in the audio signal and the implementation of the selected method in real use. Recognized events are gunshots placed in a background sound such as traffic noise, human voice, animal sounds and other forms of environmental sounds. For events classification and class recognition, the freely available machine learning framework TensorFlow is used.

Keywords: Sound recognition, machine learning, neural network, signal processing

1 ÚVOD

Rozpoznávanie objektov pomocou strojového učenia je najčastejšie spájané s obrazovým signálom. V prípade spracovania zvukových signálov mimo hudobných sú dnes dobre známe najmä metódy spracovania ľudského hlasu. Často sa však skloňuje použitie známych postupov pre rozpoznanie zvukových udalostí okolitého prostredia, ktoré môžu byť výbuch, výstrel zo zbrane, siréna, poplašné zariadenie auta, detský plač, rozbitie okna a iné udalosti spájané s potenciálnym nebezpečenstvom. Využitie takto naučených algoritmov je najmä zvýšenie bezpečnosti majetku a osôb. Implementácia je možná napríklad v domových alebo priemyselných systémoch ochrany. Obsah práce je zameraný na možnosť využitia vizualizácie zvuku ako príznaku pre učenie konvolučnej neurónovej siete na rozpoznanie výstrelu zo strelnej zbrane od náhodného pozadia. Okrem často používaného spektrogramu sú hľadané nové vizualizácie, prípadne kombinácia viacerých s najvyššou úspešnosť ou predikcie v reálnom prostredí.

2 VIZUALIZÁCIA ZVUKU

Najpoužívanejšou vizualizáciou zvukového signálu je spektrogram, ktorý zobrazuje vývoj frekvenčného spektra v čase. Pre prevod signálu z časovej do frekvenčnej oblasti je použitá krátkodobá fourierová transformácia FFT [1]. Ďalšou použitou reprezentáciou sú melovské kepstrálne koeficienty MFCC ktoré vychádzajú z nelineárnych a maskovacích vlastností ľudského sluchu. Násobením spektra signálu nelineárne rozloženou bankou filtrov, logaritmovaním a následnou spätnou diskrétnou kosínovou transformáciou získame koeficienty MFCC [2]. Posledným použitým príznakom je miera vlastnej podobnosti založená na vzdialenostiach. Táto technika sa používa na analýzu globálnej štruktúry hudobných diel. Pre zobrazenie použijeme maticu vlastnej podobnosti. Vertikálna a horizontálna os zobrazenia predstavuje časovú postupnosť. Najväčšia podobnosť je na hlavnej diagonále, podľa ktorej je matica súmerná [3]. Takto vzniknuté dvojrozmerné obrazce zobrazené na obrázku 1 boli použité ako jednotlivé RGB kanály výsledného obrazu, ktorý prechádza neurónovou sieťou.

Tento koncept bol použitý v práci [4] pre klasifikáciu enviromentálnych zvukov. Výsledkom bolo zistenie, že úspešnosť klasifikácie nezvýši použitie matice podobnosti a MFCC koeficientov v porovnaní so samotným spektrogramom. V prípade rozpoznávania zvuku výstrelu od náhodného pozadia existuje predpoklad, že tieto dva prídavné obrazce odhalia zvuky s odlišným charakterom od výstrelov.



Obrázek 1: Jednotlivé farebné kanály RGB vizualizácie výstrelu.



Obrázek 2: Výsledná vizualizácia zvukov ako RGB obraz.

Po vykreslení matice podobnosti výstrelu vidíme len dve úzke čiary, no v prípade zvuku s pravidelnou periodicitou sa v obraze začne objavovať pravidelná mriežka. MFCC koeficienty môžu odhaliť zvuky rečového charakteru.

3 DATABÁZA NAHRÁVOK

Zvukové nahrávky výstrelov a náhodných pozadí boli získané z voľne dostupných zvukových databáz. Databáza výstrelov má názov *The Free Firearm Sound Library – Expanded Edition* a obsahuje viac ako 1000 sekundových nahrávok. Databáza nahrávok pozadí *UrbanSound8K* obsahuje viac ako 8000 zvukov z rôznych zdrojov najmä hluk ulice, detský krik, štekanie psov, sirény a iné hlukové pozadie. Pôvodne obsahovala tiež výstrely zo zbraní, tie však boli odstránené. Nahrávky sú vo formáte WAV so vzorkovacou frekvenciou 44,1 kHz. Trénovaciu množinu tvorí 60%, validačnú 20% a testovaciu zostávajúcich 20% nahrávok.

4 NEURONOVÁ SIEŤ

Umelú neurónovú sieť tvorí vstupná vrstva, ktorá sprostredkúva spojenie so vstupnými dátami, skrytá vrstva a výstupná vrstva [1]. Na prevod dvojrozmerných dát slúži vstupná konvolučná vrstva, ktorej výstupom je vektor hodnôt a je priamo prepojená so skrytou vrstvou. Preto v tomto prípade hovoríme o konvolučnej neurónovej sieti. Výstupnú vrstvu tvoria v prípade binárnej klasifikácie dva neuróny, ktorých výstupy odpovedajú pravdepodobnosti zaradenia vstupných dát do príslušnej triedy, v tomto prípade či sa jedná o výstrel alebo pozadie. V práci sú porovnané modely VGG16, Inception a vlastný konvolučný model bez natrénovaných váh. V ostatných prípadoch je použitý model VGG16 kvôli najvyššej presnosti. Samotná sieť je zostavená pomocou frameworku TensorFlow s nadstavbou Keras.
5 EXPERIMENT A VÝSLEDKY

Experiment pozostáva z viacerých testov, ktoré porovnávajú rôzne konvolučné modely a postupy vizualizácie. V jednom z testov bol signál pred spracovaním podvzorkovaný na 8 kHz. Pre výpočet spektrogramu a MFCC bol signál najskôr rozdelený na segmenty s dĺžkou 256 vzorkov s polovičným prekrytím a váhovaný hammingovým oknom. Následne bolo vypočítaných 4096 koeficientov FFT a 20 koeficientov MFCC. Pred výpočtom matice podobnosti bol signál podvzorkovaný na 10 kHz. Pre vyhodnotenie úspešnosti predikcie použijeme ROC [5]. V tomto prípade pozitívny výsledok znamená predikovaný výstrel, negatívny náhodné pozadie.



Obrázek 3: Porovnanie úspešnosti predikcie pomocou ROC kriviek.

Na priebehu vidno, že červená a zelená krivka sa takmer zhodujú, čo znamená, že zredukovaním dátového toku podvzorkovaním sa nezníži úspešnosť rozpoznania. Rozdiel medzi hnedou krivkou predstavujúcou model natrénovaný na samotný spektrogram a červenou krivkou konceptu s troma vrstvami je viditeľ ný najmä v porovnaní miesta poklesu. Hnedá krivka začína klesať skôr ako červená, čo znamená menej falošných výstrelov pri rovnakej presnosti predikcie skutočných výstrelov. Najhoršie výsledky dosahuje vlastný konvolučný model. Následná tabuľ ka 1 zobrazuje opäť porovnanie úspešnosti modelu na základe plochy pod ROC krivkou, celkovej presnosti modelu a presnosti rozpoznania výstrelov (zhodnosť). Výsledky odpovedajú rovnako nastavenej chybovosti, aby s takto nastaveným prahom bolo najviac 0,5% pozadí nesprávne vyhodnotených ako výstrel. Pokiaľ by sme požadovali ešte nižšiu chybovosť, presnosť na základe samotného spektrogramu výrazne klesne.

Tabulka 1: Porovna	anie úspešno	sti rozpoznania	v jednotlivýcl	ı testoch.
140001114 11 1 010 111		ou roponania	, i je ano en i je i	

Testovaný model	Plocha pod ROC	Presnosť	Zhodnosť
VGG16	0,9991	0,9771	0,9955
Inception	0,9980	0,9570	0,9946
Vlastný konvolučný model	0,9754	0,8318	0,9926
Podvzorkovaný signál	0,9988	0,9811	0,9949
Samotný spektrogram	0,9976	0,9525	0,9953

Výsledná aplikácia spracováva zvukový signál v sekundových intervaloch s posunom štvrtiny sekundy. Použitý je konvolučný model VGG16. Výstupom aplikácie sú označené úseky v ktorých bol nájdený výstrel, pričom zelená čiara označuje začiatok a červené koniec úseku. Na obrázku 4 je zobrazený časový priebeh testovanej nahrávky, ktorá obsahuje krik ľudí, zrážky áut a iné ruchy ku ktorým boli pridané tri výstreli zo strelných zbraní. Výstreli boli nahrané na strelnici v rámci práce za účelom priblíženia testovania k reálnym podmienkam. Skutočné pozície výstrelov sú označené žltou farbou. Na základe spektrogramu, MFCC a podobnosti aplikácia správne označila tri úseky a nepomýlila ju zrážka dvoch áut ani impulzívny zvuk otvorenia dverí na konci nahrávky. Rovnaký výsledok bol dosiahnutý pri použití samotného spektrogramu.



Obrázek 4: Označené úseky s výstrelmi v testovacej nahrávke.

6 ZÁVER

V práci boli preskúmané možné vizualizácie zvukového signálu a ich vplyv na úspešnosť predikcie pomocou konvolučných neuronových sietí. Výsledky naznačujú, že spojenie spektrogramu, MFCC koeficientov a matice podobnosti môže viesť k menšiemu množstvu falošných predikcií výstrelu v porovnaní so samotným spektrogramom, čo sa však na testovanej nahrávke neprejavilo. Výhodou spektrogramu je nižší čas spracovania signálu, ktorý hrá úlohu najmä v prípade predikcie v reálnom čase na zariadeniach s menším výpočtovým výkonom. Experiment ukázal, že zvýšenie rýchlosti spracovania pri zachovanej presnosti je možné dosiahnuť zmenšením dátového toku podvzorkovaním signálu.

Výsledky práce potvrdzujú, že použitie natrénovaných konvolučných modelov VGG16 a Inception zvyšuje presnosť predikcie výstrelov napriek tomu, že tieto modely sú primárne určené na rozpoznávanie obrazu. Skutočná presnosť závisí najmä od zvoleného prahu rozhodovania, ktorý je vhodné nastaviť s ohľadom na rušnosť pozadia zvukového signálu. Pokiaľ je ruch pozadia výrazný a príliš premenlivý, môže byť vhodné na základe impulzného charakteru zvuku výstrelu doplniť rozpoznávací algoritmus o detektor aktivity vo vyšších frekvenčných pásmach a tým potenciálne znížiť počet falošných výstrelov. Práve návrh detektoru môže byť motiváciou pre ďalšie pokračovanie práce.

- [1] MASTERS, Timothy. *Signal and image processing with neural networks*. John Wiley & Sons, Inc, 1994. 399 s. ISBN 0-471-04963-8.
- [2] SMÉKAL, Zdenek. *Číslicové zpracování řeči*. Skriptum Ústav telekomunikací VUT v Brne, posledná aktualizácia 2010. 134 s.
- [3] FOOTE, Jonathan T., COOPER, Matthew L. Media Segmentation using Self-Similarity Decomposition. Publikové v SPIE Storage and Retrieval for Media Databases 2003, Vol. 5021, s. 167-175.
- [4] BODDAPATI, Venkatesh, PETEF, Andrej, RASMUSSON, Jim, LUNDBERG, Lars. Classifying environmental sounds using image recognition networks. Publikované v Procedia Computer Science, 2017. s. 2048–2056.
- [5] FAWCETT, Tom. *An introduction to ROC analysis*. Publikované v Pattern Recognition Letters 27 2005. s. 861-874.

HAND DETECTION IN STATIC IMAGES, VIDEO SEQUENCES AND REAL TIME CAMERA FEED

Tomáš Bravenec

Master Degree Programme (2), FEEC BUT E-mail: xbrave01@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Tomáš Frýza

E-mail: fryza@feec.vutbr.cz

Abstract: The goal of this project is to create a computer vision system capable of hand detection in static images and in video sequence either from existing recording or real time feed from connected camera. Algorithms commonly used for hand detection are mostly dependent on simple background and are very dependent on the lightning changes. To mostly eliminate these issues this project uses deep convolutional neural network trained for hand detection.

Keywords: Computer Vision, Hand detection, Convolutional Neural Networks, Deep Learning

1 INTRODUCTION

As the computational power available to us in our everyday life steadily grows, the field of computer vision becomes more accessible and popular. Even mobile devices nowadays can easily detect human faces in pictures, or recognize the scene in front of the camera, so they can select appropriate camera setting for the best picture quality. One of the more difficult tasks is detection of an object that has a lot of different variations that unlike faces cannot be described with basic shape-based rules. One of these objects is human hand, that looks different depending on the angle of observation and just simple fist looks very different from open palm.

The ability to detect hands is helpful in more than one way. With the fact that we can track hand movement, it can be translated to easy hand gestures like moving of hand from left to right to switch playing tracks in car without looking for controls. Also, hand detection is just a first step to gesture recognition, which could help people suffering from vision loss understand more of what pose is in the person in a painting or what is happening in a video sequence. This could also help with automated sign language translation.

2 CONVOLUTIONAL NEURAL NETWORKS

Due to the fact, that rule-based detection can get confused easily just by changing lightning conditions or with more complicated background, more complex approach is needed. Because of this the neural networks were modeled after a human brain, just like brain neural network is composed of many "neurons" which pass information and do mathematical operations on inputted data.

The convolutional neural networks are mostly used in image processing domain. This type of network is created out of neurons, that in the training part, learn what kind of feature should they look for. By adding these layers, the neural network can learn more and more complex features and from these features decide on the output. Typical convolutional neural network is shown on Figure 1.

Creating neural networks from scratch is not impossible but training it from scratch can take a long time to get usable results. To avoid this and make the time needed to train the network as short as possible, it is possible to modify existing architecture and retrain it for detection of different objects, than it was trained to recognize in the first place. This approach is possible, because most neural networks for image processing follow the same pattern, find the most basic features like lines and

circles, and from this move to combining these patterns, which is followed up by prediction of result itself. This means that the first couple of layers can be reused and only the last few layers must be changed to recognize different patterns.



Figure 1: Typical convolutional neural network [1]

2.1 ARCHITECTURE YOLO V2

For the purpose of hand detection, the neural network of architecture YOLO v2 [2] was selected due to its high accuracy and very high speed. This architecture is designed in a way, that for detection of all objects in an entire image, unlike with most of other networks, is necessary only one forward pass through the network, from that goes the name You Only Look Once. This also means that this architecture is very well suited for real time processing.

By default, the network is designed for recognition of 80 different objects, this meant that the network had to be modified to recognize only single object – human hand. That was done in the configuration of the network by lowering the number of filters in the layer preceding the detection layer of the network in conformity with equation (1), from 255 to 30.

$$filters = (classes + 5) * 5 \tag{1}$$

YOLO v2 with pretrained weights comes in couple of versions which differ from each other with the input resolution of an image. The higher resolution, the more accurate but slower the network will be and vice versa. Higher resolution can be helpful when the network needs to detect high number of classes, but for the purpose of this project, the fastest network is the ideal choice.

2.2 TRAINING DATASETS

To get usable predictions out of a neural network, it needs a lot of data for training. For this was used a combination of EgoHands dataset [3], which contains images of people playing games from an egocentric point of view, images from New Zealand Sign Language dictionary **Chyba! Nenalezen zdroj odkazů.** and part of the MPII human pose estimation dataset [4]. This combination of training data allowed the network to generalize well for almost any situation. Examples of images from all three datasets are on Figure 2.



Figure 2: Images from used datasets with bounding boxes around hands

First thing before actual training, the annotations of the EgoHands dataset had to be converted to match the format of YOLO based architectures, and for sign language and MPII datasets, the annotations had to be created from scratch.

3 RESULTS

From the nature of neural network, it is recommended to use GPU instead of a CPU, as there will be massive performance drop, while using regular CPU. Due to this was for testing of the real-time processing used as a main computing unit NVIDIA GeForce GTX 1060 6GB. With this GPU the detection process run at average of 28 frames per second and most of the GPUs currently (March 2019), are more powerful than used GPU, which means that the framerate on even better GPU could go a lot higher. As the neural network has fixed input size of 416x416 pixels, this framerate is independent of resolution.

During testing with videos, camera and images with difficult background, obscured parts of hands with another object, the neural network made most of the predictions correctly. Neural networks predictions in couple of different conditions are shown on Figure 3.



Figure 3: Neural networks predictions on evaluation images and captured frame from camera

During automated evaluation over 847 images, from all used datasets the neural network managed to get to precision of 0.948, that means that 94.8% of all predictions were correct. Another important metric from evaluation is recall, which ended at value 0.702, which means that the neural network found 70.2% of all hands in evaluation part of dataset. This value is lower due to two hands overlapping each other, which network predicts to be one hand instead of two, this situation is not common in used datasets. To fix this, the network would have to be trained on larger datasets where this situation would occur more often.

4 CONCLUSION

Results of this project show, that the neural network generalized features of hands very well and can detect hands correctly with minimal error even in difficult conditions. Only issue is if the network is supposed to detect two overlapping hands, which results in only single detection. Solution to this issue would need including more of these situations in the training dataset and retraining the network with more data.

- [1] M. T. Islam, B. M. N. Karim Siddique, S. Rahman and T. Jabid: Image Recognition with Deep Learning. In 2018 International Conference on Intelligent Informatics and Biomedical Sciences (ICIIBMS), October 2018.
- [2] J. Redmon, A. Farhadi: YOLO9000: Better, Faster, Stronger, *arXiv preprint arXiv:1612.08242*, 2016.
- [3] S. Bambach, S. Lee, D. J. Crandall and C. Yu: Lending A Hand: Detecting Hands and Recognizing Activities in Complex Egocentric Interactions. In *The IEEE International Conference on Computer Vision (ICCV)*, December 2015.

- [4] New Zealand Sign Language Dictionary [online]. Available: https://www.nzsl.nz/
- [5] M. Andriluka, L. Pishchulin, P. Gehler and B. Schiele: 2D Human Pose Estimation: New Benchmark and State of the Art Analysis. In *IEEE Conference on Computer Vision and Pattern Recognition (CVPR)*, June 2014.

DETECTION OF PATHOLOGICAL VERTEBRAE IN SPINAL CT UTILISED BY MACHINE LEARNING METHODS

Bohdan Tyshchenko

Master Degree Programme (2), FEEC BUT E-mail: xtyshc00@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Jiří Chmelík

E-mail: chmelikj@feec.vutbr.cz

Abstract: This paper presents a computer aided detection system to identify pathological vertebrae and to classify a type of pathology. Designed classification system is based on using neural network (NN), which performs classification step and on principal component analysis (PCA), which is used to reducing the original number of observation features.

Keywords: Neural network, Classification, CT, Machine Learning, Pathologies of spine, Principal Component Analysis, Vertebra.

1 ÚVOD

Automatizovaný systém detekce patologií je velmi důležitým nástrojem v lékařské diagnostice. Jelikož rychlost a přesnost stanovení diagnózy je často rozhodujícím faktorem, v dnešní době se zvyšuje tendence k použití umělé inteligence.

Cílem práce je implementovat techniku strojového učení, která by umožnila klasifikaci zdravotního stavu obratlového těla. Základními patologiemi obratle jsou zlomeniny, nádorová onemocnění a jejich kombinace. Charakter projevu těch patologií je velmi různorodý a popsat ho obecnými pravidly buď není možné anebo je moc náročné. A proto je nutnost použit strojové učení, které ze znalostní báze vyvodí pravidla, která popisuje každou klasifikační skupinu.

2 NÁVRH ALGORITMU

2.1 PŘÍZNAKY A ODŮVODNĚNÍ JEJICH VOLBY

Celá sada zvolených příznaků se skládá z pěti skupin. První čtyři jsou založeny na deskriptivní statistice. První skupina odhaluje změny v histogramu obratle způsobenými patologiemi. Na Obr. 1 lze vidět jak se mění tvar histogramu v případě nádorového onemocnění. Výskyt tohoto onemocnění v CT datech pozorujeme na Obr. 2. Statistické příznaky jako medián, modus, střední hodnota, koeficient špičatosti, šikmosti a jiné dokáží tyto změny zaznamenat. Druhá skupina je zaměřená na detekci strmých změn absorpce záření ve spongiózní části obratle, která je u zdravé tkáně relativně homogenní. Proto se nejprve provádí eroze binární masky, která odstraňuje kortikální část, a dále se statistické příznaky počítají z gradientního obrazu spongiózní části obratlového těla. V případě neprovedení eroze nebylo možné rozeznat, které vysoké hodnoty v gradientním obrazu jsou způsobeny změnou hustoty v kortikální části, a které nádory. Třetí a čtvrtá skupina příznaků jsou podobné dvěma prvním skupinám, ale na rozdíl od nich jsou vstupem do funkce výpočtu statistických znaků parametrické prostory lokálních směrodatných odchylek s různou velikosti okna. Tento přístup umožnuje odhalit drobné patologické jevy. Pátá skupina zkoumá geometrické vlastnosti obratlů a přispívá k detekci zlomenin a deformací. Zahrnuje příznaky jako délky hlavních os elipsoidu fitovaného na binární masku obratlového těla, výpočet těžiště a jiné.



Obrázek 1: Histogram hodnot míry absorpce záření zdravého (vlevo) obratle a postiženého metastázemi (vpravo) obratle.





2.2 PŘÍPRAVA DAT

Pro vytvoření znalostní báze byla využita sada CT snímků páteře od 11 pacientů, zdravých a nemocných, která byla získána ústavem Biomedicinského inženýrství v rámci spolupráce s jinými vědeckými institucemi. Tato data byla předzpracována a obsahovala 217 vysegmentovaných obratlových těl. Každé obratlové tělo bylo předem posouzeno lékařským expertem a byl určen jeho patologický stav. Dále byla učební množina rozdělena do 4 tříd: zdravý obratel (1), deformovaný (2), s metastázemi (3), deformovaný a zároveň postižený metastázemi (4).

Etapa přípravy dat je představená řetězcem kroků zobrazeným na Obr. 3. Nejprve se provádí extrakce voxelů, které reprezentují jednotlivá obratlová těla, z CT snímků páteře a rozšíření (augmentace) učební množiny přidáním šumu, který byl vygenerován jako matice náhodných hodnot normálního rozložení s nulovou střední hodnotou a rozptylem 50 HU. Dále následuje výpočet příznaků, validace dat a příprava pro další využití neuronovou sítí. Validace dat zahrnuje kontrolu na přítomnost chybějících hodnot, abnormálních hodnot, objasnění jejich vzniku a případná úprava. Jelikož učební množina obsahuje kategorickou proměnnou (typ patologie), používá se One Hot Encoding pro převod této proměnné na binární formu, která umožní učení modelu. Konečně, výchozí učební množina obsahuje 434 případů a 60 příznaků.



Obrázek 3: Postup přípravy učební množiny.

2.3 POČÁTEČNÍ MODEL

Počáteční model využívá všechny příznaky. Jako klasifikační algoritmus slouží dopředná neuronová síť. Současně se navrhují dvě sítě s různými topologiemi: první je založena na důsledku z Kolmogorovy věty (topologie č. 1 – 60-60-121-4-4, kdy první a poslední čísla reprezentují počet neuronů ve vstupní a výstupní vrstvě, a čísla mezi nimi – počet neuronů ve vnitřních vrstvách), a druhá má heuristický charakter (topologie č.2 – 60-90-60-16-4-4). V obou modelech se jako přenosová funkce používá hyperbolická tangenciální sigmoidální funkce, optimalizační algoritmus – Scaled Conjugate Gradient. Před učením sítí se učební množina dělí do dvou množin (70% – trénovací, 30% – testovací) takovým způsobem, aby byl zachován stejný poměr výskytu klasifikačních tříd.

Návrh modelů byl realizován v prostředí Matlab pomocí Deep Learning Toolbox. 100×krát byla provedena inicializace a učení každé topologie. Kvůli náhodnému nastavení počátečních hodnot vah a prahů, probíhalo učení různě s různými dosaženými výsledky. Podle úspěšnosti klasifikace byla zvolena nejlepší síť. Kritériem úspěšnosti je poměr počtu správně klasifikovaných obratlů k celkovému počtu testovací množiny. Mezivýsledky jsou uvedeny v Tab. 1.

Název sítě	Topologie	Úspěšnost klasifi- kace nejlepší sítě, [%]	Průměr úspešnosti ze všech 100 sítí, [%]	Směrodatná odchyl- ka úspešnosti ze všech 100 sítí, [%]
Síť č. 1	60-60-121-4-4	97,69	91,25	3,05
Síť č. 2	60-90-60-16-4-4	98,46	91,35	3,67

Tabulka 1:Porovnání navržených počátečních neuronových sítí.

2.4 ZLEPŠENÍ MODELU

Tento krok má za cíl snížení výpočetní náročnosti identifikováním nevýznamných příznaků a jejich následujícím vyloučením za podmínky zachování dosažené síly klasifikace. Pro tento účel je využita Principal Component Analysis (PCA), díky které jsou vyloučeny příznaky s minimální informační silou. Je důležité vést v patrnosti to, že přístup vychází z předpokladu, že nejvíce se měnící příznaky jsou klíčové, což nemusí vždy platit.

Nejprve se provádí standardizace příznaků učební množiny, dále následuje PCA (viz Obr. 4). Určovaní nejvýznamnějších příznaků se děje podle takto definovaného postupu: po standardizaci dat se zvolí tolik hlavních komponent s maximálními hodnotami variabilit, aby jejich součet byl více než 90%. Absolutní hodnoty koeficientů (hodnoty z vlastních vektorů), které se používají pro transformaci příznaku do PCA prostoru, se sčítají a podléhají standardizaci. Takto vzniká vektor hodnot přínosu každého příznaku. Všechny prediktory s hodnotou přínosu pod 0,2 vyloučeny (hodnota prahu byla zjištěna empiricky). Dále se provádí korelační analýza zbývajících příznaků. Pomocí Spearmanova korelačního koeficientu zjišťujeme páry korelovaných příznaků a vylučujeme jeden z nich. Ve výsledku zůstává 15 prediktorů.



2.5 FINÁLNÍ KLASIFIKAČNÍ MODEL

Obdobným způsobem, jako v Kapitole 2.3, navrhujeme 2 sítě. Pro učební množinu s menším počtem příznaků upravujeme topologie sítí zmenšením počtu neuronů ve vrstvách.

Název sítě	Topologie	Úspěšnost klasi- fikace nejlepší sítě, [%]	Průměr úspeš- nosti ze všech 100 sítí, [%]	Směrodatná odchylka úspešnosti ze všech 100 sítí, [%]
Síť č. 1	15-15-31-4-4	93,08	88,31	2,47
Síť č. 2	15-23-15-8-4-4	92,30	87,08	5,8

Tabulka 2:Porovnání navržených neuronových sítí.

Lepší predikční vlastnosti má síť č. 1, avšak rozdíl není významný. Je vidět, že se po vynechání 75 % příznaku povedlo zachovat vysokou hladinu úspěšnosti klasifikace. Analýza přesnosti klasifikace jednotlivých tříd (Obrázek 4 [vlevo], poslední sloupec, hodnoty zvýrazněny zelenou barvou) ukazuje na souvislost mezi přesností a počtem dostupných případů v učební množině. Extrémem je třída číslo 2 – "pouze deformace". K dispozici bylo jen 8 vzorků této třídy (Obrázek 4 [vpravo]), což je nedostatečné, aby se síť naučila.



Obrázek 5: Matice úspěšnosti klasifikátoru (vlevo), histogram diagnóz (vpravo).

3 ZÁVĚR

Cílem této práce je implementovat metodu strojového učení pro určování zdravotního stavu obratlového těla v CT snímcích páteře. Jako hlavní nástroj byla použita dopředná neuronová síť. Bylo dosaženo vysoké úspěšnosti klasifikace – 93.08 %. Pomocí PCA byl zmenšen počet příznaků, což snižuje celkovou výpočetní náročnost, za cenu ztráty 5 % přesnosti. Je důležité poznamenat, že základní míru chybovosti způsobila nevyváženost učební množiny. Za podmínky rozšíření učebních dat s přibližně stejným zastoupením výskytu jednotlivých tříd lze očekávat zvýšení úspěšnosti klasifikace.

- [1] HOLČÍK, J., KOMENDA, M. *Matematická biologie: e-learningová učebnice [online]*. Brno: Masarykova univerzita, 2015. ISBN 978-80-210-8095-9.
- [2] JAN, Jiří. *Číslicová filtrace, analýza a restaurace signálů.* 2. upr. a rozš. vyd., Brno: VUTIUM, 2002. ISBN 80-214-1558-4.
- [3] THEODORIDIS, Sergios a KOUTROUMBAS Konstantinos. *Pattern recognition*. 4th ed. Burlington, Mass.: Academic Press, 2009, xvii, 961 s. ISBN 978-1-59749-272-0.

REDUCTION OF METAL ARTEFACTS IN CT DATA WITH SUBMICRON RESOLUTION USING DUAL-TARGET CT

Jiří Víteček^{1,*}, Jakub Šalplachta²

¹DBME FFEC BUT, Brno, CZE; ²CEITEC BUT, Brno, CZE * Master Degree Programme (2); E-mail: xvitec03@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Roman Jakubíček

E-mail: jakubicek@feec.vutbr.cz

Abstract: The article deals with the possibility of the metal artefact reduction in computed tomography (CT) data with submicron resolution using dual-target CT. The sample is scanned twice at different acquisition parameters, at two different energy spectra. Dual-energy data are then used for easier localisation and segmentation of metal areas and the final combination of low and high-density materials. The final images are compared with the projection-based metal artefact reduction (MAR) algorithm and the commercial program VGStudio MAX 3.1. The results show good functionality of the proposed method and potential for further development.

Keywords: X-ray computed tomography, Nanotomography, Submicron resolution, CT images artefacts, Reduction of metal artefacts, Dual-Target CT

1 INTRODUCTION

Tomographic artefacts often degrade the quality of the CT image. Especially in the medical sphere artefacts can make images diagnostically unusable. Artefacts caused by metal mainly appear as dark and white streaks. After x-ray pass through a metal object, measurement is negatively affected depending on the size and density of the object with several different physical phenomena. The most striking are beam-hardening, scattering, photon-starvation and noise. [1]

To improve image quality and recover information about hidden structures, many methods and correction algorithms have been published during the last decades. Main classes of MAR are metal implant optimisation, acquisition improvement, physics-based pre-processing, projection completion, iterative reconstruction and image post-processing [2]. According to Web of ScienceTM the two most-cited publications are by Kalender et al. (Projection Completion) [3] and by Wang et al. (Iterative Reconstruction) [4].

Most of the published methods focus on the medical field, but during the last few years, there has been significant development of industrial use of CT, especially micro and nano CT. Nano CT is a new high-resolution technology for 3D imaging at submicron resolution.

2 METHOD

The method is based on data acquisition with two different energy spectra. It is also based on the assumption that in the first low energy scans, the low-density materials have better contrast; however, degraded by artefacts. On the other hand in the second high energy scans, high-density materials such as metal have higher contrast. Thanks to these different properties a subtraction sinogram from both scans can be created. It is then used for localisation and segmentation of metal areas, correct filling of metal-free low energy images, and filling of only metal high energy images. Scheme of the proposed method is shown in Figure 1 and briefly described below.



Figure 1: Scheme of the proposed method; a) loading of both raw data including acquisition parameters and volume registration, b) creating of absorption sinogram for each dataset, c) computing of subtraction sinogram, d) segmentation of metal areas and their subsequent morphological dilatation, e) combination of sinograms and refilling, f) reconstruction of both datasets, g) weighted fusion – the final image.

2.1 REALISATION AND IMPLEMENTATION OF THE PROPOSED METHOD

The method described above has been implemented in a computing environment Matlab 2018b. After loading the data and volume registration performed by MATLAB Elastix (Fig. 1 a)), recalculation of attenuation values to absorption values (Fig. 1 b)) and creation of the subtraction sinogram from low energy and high energy data (Fig. 1 c)), Otsu's thresholding for metal areas segmentation is applied. As an additional step to eliminate isolated mis-segmented pixels or pixel clusters, a morphological close operation was used. Due to corrupted data not only in the metal areas but also in the nearby surroundings, morphological dilation for extension of metal areas in a binary mask was applied (Fig. 1 d)).

In the next step, the workflow for low-density and high-density materials is separated. In low energy sinograms, metal areas corresponding to previously get binary image are discarded. On the contrary, in the high energy sinograms, surroundings of the metal areas are discarded. These gaps are then replaced with new nonzero values derived from interpolation using uncorrupted neighbouring pixels (Fig. 1 e)). In this work inward interpolation was applied. During method testing, it was shown that also classical interpolation (linear, nearest neighbour, next neighbour, previous neighbour) could be used.

Each data are reconstructed using iterative reconstruction method (Fig. 1 f)). These reconstructions are realised using ASTRA toolbox. The number of iterations can be set manually. However, in terms of computational difficulty and resulting image quality, the optimal combination of reconstruction algorithm and the number of iterations was empirically set to CGLS¹ algorithm with 50 iterations.

Due to the absence of Hounsfield units, different acquisition parameters and different brightness scale for each dataset, weighted fusion is applied. This step is performed as a weighted average of both data, where weights were determined empirically. After this step, the final image has acceptable contrast of both low-density and high-density materials (Fig. 1 g)).

¹ Conjugate Gradient Least Squares algorithm

3 TESTING AND COMPARISON OF THE IMPLEMENTED METHOD WITH PRO-JECTION-BASED METHOD AND WITH COMMERCIAL PROGRAM VGSTUDIO MAX

The implemented algorithm was tested on three data with submicron resolution so far. In this paper a sample of molybdenum fibres and tape is present. The low energy dataset was obtained with a copper target and high energy dataset with a molybdenum target.

First, the resulting images were compared with the projection-based MAR method. This algorithm was also implemented in Matlab 2018b and is based on the method first developed by Kalender et al. [3]. According to the subjective evaluation, we can say that the proposed method gives better results using dual-target CT than projection-based method. Due to dual energy, the metal area corresponds to measured data, and low-density materials have acceptable contrast, whereas metal artefacts being significantly reduced. In detail in Figure 3 can be seen that the shapes of metal areas after dual-energy based method exactly match the actual shapes of metal parts.

Furthermore, the method was compared with VGStudio MAX 3.1 allowing MAR. The data were reconstructed using filtered back projection, metal segmentation for MAR was performed by thresholding, and the grey value percentage of the initial non-corrected and the metal-artefact reduced images was set to 50 %. The program reduced artefacts only partially, especially at a greater distance from metal areas. Some low-density areas are better visible than in the original data; however, the majority of the artefacts remained. In addition, there is noticeable noise in the image from VGStudio, and the brightness scale cannot be set precisely according to the same range as the images reconstructed in the Matlab using the ASTRA toolbox. We can see that the dual-target method gives better results than VGStudio. Comparison of the whole original slice, slice from VGStudio MAX, projection-based method and dual-target method is shown in Figure 2. The detail of the metal area of these methods is shown in Figures 3.



Figure 2: Comparison of the original slice (Cu target), slice from VGStudio MAX, slice after projection-based MAR and slice after dual-energy based MAR; enhanced brightness and contrast.



Figure 3: Comparison of details of the original slice (Cu target), slice from VGStudio MAX, slice after projection-based MAR and slice after dual-energy based MAR; enhanced brightness and contrast.

CONCLUSION

This article aimed to show a new possible approach of MAR using dual energy data. The described algorithm was implemented and tested on three scans. Resulting images were compared with the common projection-based method and a commercially available program VGStudio MAX 3.1.

The main advantages of the described method are more accurate segmentation of metal areas, artefact reduction, preserving the metal in the data and the final combination of low-density and high-density materials. Metal areas match the measured data, so there is almost no distortion as in the projection-based method. Also, the surroundings of the metal seem to be more accurate. Both low and high-density materials have good contrast while metal artefacts are significantly reduced. Structures previously hidden behind artefacts are now well visible.

The results clearly show that the use of dual-energy makes sense not only in the medical field but also in the industry field, and our method can be used for specific data with submicron resolution.

ACKNOWLEDGEMENT

This research was carried out under the project CEITEC 2020 (LQ1601) with financial support from the Ministry of Education, Youth and Sports of the Czech Republic under the National Sustainability Programme II and CEITEC Nano Research Infrastructure (MEYS CR, 2016–2019).

- [1] HSIEH, Jiang. [2015]. Computed tomography: principles, design, artifacts, and recent advances. Third edition. Bellingham, Washington, USA: SPIE.
- [2] GJESTEBY, Lars, et al. Metal artifact reduction in CT: where are we after four decades?. IEEE Access, 2016, 4: 5826-5849.
- [3] KALENDER, Willi A.; HEBEL, Robert; EBERSBERGER, Johannes. Reduction of CT artifacts caused by metallic implants. Radiology, 1987, 164.2: 576-577.
- [4] WANG, Ge, et al. Iterative deblurring for CT metal artifact reduction. IEEE transactions on medical imaging, 1996, 15.5: 657-664.

ENHANCEMENT OF GLOBAL TEMPO COMPUTATION IN BEAT TRACKING SYSTEM BASED ON TEAGER-KAISER ENERGY OPERATOR

Matěj Ištvánek

Master Degree Programme (2.), FEEC BUT E-mail: xistva02@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Zdeněk Smékal E-mail: smekal@feec.vutbr.cz

Abstract: Beat detection systems and onset detections are used in music information retrieval (MIR) research field for the calculation of the global tempo (GT) and beat positions in audio recordings. The aim of this article is to introduce the enhancement of the onset detector and therefore the beat tracking system. The enhancement is based on the Teager-Kaiser energy operator (TKEO), which is used in pre-processing stage before the onset computation. The proposed method is firstly evaluated in terms of ability to estimate GT of a given audio track and then it is tested on the string quartet database. Results suggest that the TKEO could improve accuracy of GT estimation. Proposed beat tracking system could be used for analysis of interpretation changes in string quartet music.

Keywords: beat tracking, music analysis, music information retrieval, Teager-Kaiser energy operator, string quartet

1 ÚVOD

Vytvoření tempové a rytmické struktury hudby bez nutnosti poslechu samotných nahrávek je jedno z klíčových odvětví vědecké oblasti MIR (Music Information Retrieval). V ideálním případě systém dokáže přesně rozpoznat nejen celkové tempo skladby, ale také časový vývoj, časovou pozici beatů a kompletní rytmickou reprezentaci. Toho se využívá v tzv. autotagging systémech, doporučovacích algoritmech v rámci online hudebních streamovacích portálů nebo u klasifikačních algoritmů. Tempová struktura může vypovídat o povaze nahrávky a je důležitá také u hudebních analýz interpretačního výkonu. Spojení číslicového zpracování signálů a muzikologických výzkumů může vést k vytvoření nových tendencí na poli hudebního i technického vývoje.

2 NÁVRH A STRUKTURA ALGORITMU

Začátek nového tónu se v rámci hudebního signálu označuje jako "onset". Pro určení tempové struktury je ve většině případů nutné nejprve vytvořit detektor tónů, resp. onsetů. Existuje mnoho různých metod, které se liší především v samotném způsobu detekce nebo ve volbě časově-frekvenční reprezentace.

V navržené metodě byl vstupní signál v rámci předzpracování nejprve podvzorkován na 22050 Hz a převeden do mono formátu. Poté byl aplikován Teagerův-Kaiserův energetický operátor – TKEO ($\Psi[x[n]]$). Tento nelineární operátor má schopnost vytvořit energetickou obálku signálu, jak lze vidět na první testované nahrávce (10sekundovém úseku klarinetového sóla) – obr. 1. Na rozdíl od kvadratického operátoru může dosahovat záporných hodnot. Jeho definice je [1]:

$$\Psi(x[n]) = x^{2}[n] - x[n-1] \cdot x[n+1]$$
(1)

Následně byla vytvořena mel-frekvenční reprezentace, která využívá percepčního modelu lidského slyšení. Poté byl vypočítán spektrální tok (Spectral Flux) pro zjištění velikosti změn spektra mezi po sobě jdoucími segmenty [2]:

$$SF[m] = \frac{1}{K} \sum_{k=0}^{K-1} H(|X[m+1,k]| - |X[m,k]|)$$
⁽²⁾

pro m = 0, 1, 2, ..., M - 2, kde H[x] = (x + |x|)/2 je půlvlnný usměrňovač, M je počet segmentů a K je počet melovských pásem. Nakonec byla použita tzv. peak-picking funkce, která určí a následně označí časové pozice vzniklých onsetů pomocí adaptabilní prahové hodnoty a vytvoří výslednou detekční funkci (obr. 2). Pro tento účel byla použita knihovna programovacího jazyku Python – LibROSA¹.



Obrázek 1: Původní vstupní signál a TKEO první testované nahrávky.



Obrázek 2: Spektrogram a onset detekční funkce první testované nahrávky.

Nástroje, které vykazují nízkou změnu energie a spektra při změně tónu nebo hrají velmi rychle (například dvaatřicetinové tóny houslí v rychlém tempu), nebyly systémem správně detekovány a došlo ke snížení úspěšnosti algoritmu. Pro detekování globálního průměrného tempa celého segmentu (GT) u komplexnější polyfonické hudby nemusí být zapotřebí správná identifikace každého tónu. Důležitá je rytmická struktura a významné onsety.

¹https://librosa.github.io/librosa/

2.1 ТЕМРО

Pro vytvoření tempové struktury nahrávky potřebujeme zjistit, jak často se dané onsety opakují. Pro tento účel byl využit systém D. Ellise [3], který počítá autokorelační funkci vzniklé detekční funkce a hledá pravidelně se opakující onsety. TKEO byl použit v rámci předzpracování proto, aby pomohl detekčnímu systému vybrat vhodnější kandidáty pro správné pozice beatů.

Limitace studie spočívá v referenčním tempu nahrávek datasetu smyčcových kvartetů, které bylo odvozeno z notového zápisu a délky jednotlivých nahrávek – tedy nebere v potaz agogické a výrazové odchylky v rámci hudebního úseku, například hudební cézury nebo koruny. Navíc poměrně přesný výpočet GT ještě nemusí značit korektní časové pozice beatů v rámci rytmické výstavby skladby.

3 DATABANKA

Nejprve bylo testováno, zda systém s TKEO dosahuje lepších výsledků při dekteci GT než stejný systém bez použití operátoru. Pro tento účel byla použita referenční SMC_MIREX databáze [4], která obsahuje 217 různých hudebních nahrávek s manuálně opravenými časovými pozicemi beatů.

Druhá testovaná databáze je tvořena 19 různými interpretacemi skladby Bedřicha Smetany *Smyčcový* kvartet No. 1 e moll "Z mého života". První věta byla rozdělena do 6 logických segmentů (motivů).

4 VÝSLEDKY

Implementovaná metoda vykázala zlepšení v rámci porovnání přesnosti detekce GT nahrávek referenční databanky s konvenčním systémem. U prvních 50 nahrávek byla průměrná odchylka GT od referenční hodnoty pro systém bez použití TKEO 5,94 BPM (Beats Per Minute – beatů za minutu), což odpovídá 8,86 %. Pro navržený systém s TKEO 4,33 BPM (7,52 %). První motiv druhého datasetu vykazoval podobné výsledky. Odchylka GT konvenčního systému od referenčního tempa byla v rozsahu 0,27–22,75 BPM (0,34–24,65 %) a u systému s použitím TKEO 0,27–14,36 BPM (0,34–15,56 %).

5 ZÁVĚR

U některých testovaných nahrávek v rámci detekce onsetů došlo ke zvýšení přesnosti systému, některé nahrávky vykázaly zhoršení detekce, a to především kvůli charakteru tvorby tónů jednotlivých nástrojů a stylu hudebního přednesu. Výsledky přesto naznačují, že použití TKEO v rámci předzpracování vstupního signálu může zvyšovat přesnost výpočtu GT. Další výzkum bude porovnávat přesnost detekce časových pozic beatů vůči jejich skutečným pozicím, aby bylo případně prokázano nebo vyvráceno, že TKEO pomáhá algoritmu vybrat vhodnější onset kandidáty. Výsledky analýzy budou použity pro muzikologický výzkum rozdílů interpretace v závislosti na roku vzniku nahrávek.

- SMÉKAL, Z., T. KISKA a J. MEKYSKA. Teagerův-Kaiserův energetický operátor. Sdělovací technika č. 6, Praha, 2016, s. 10–13. ISSN 0036-9942.
- [2] MÜLLER, M. Fundamentals of Music Processing. *NY: Springer Berlin Heidelberg*, New York, 2015, s. 309–311. ISBN: 9783319219455. DOI: 10.1007
- [3] ELLIS, D. Beat Tracking by Dynamic Programming. J. New Music Research, Special Issue on Beat and Tempo Extraction, vol. 36 no. 1, 2007, s. 51–60. DOI: 10.1080/09298210701653344
- [4] HOLZAPFEL, A., M. E. P. DAVIES, J. R. ZAPATA, J. OLIVEIRA a F. GOUYON. Selective Sampling for Beat Tracking Evaluation. *IEEE Transactions on Audio, Speech and Language Processing*, vol. 20, no. 9, 2012, s. 2539–2548. DOI: 10.1109/TASL.2012.2205244

WIRELESS DATA TRANSFER IN MODERN VEHICLES

Juraj Tuchyňa

Master Degree Programme (2), FEEC BUT E-mail: xtuchy00@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Ondřej Krajsa

E-mail: krajsao@feec.vutbr.cz

Abstract: The main purpose of this project is to analyse the most common protocols used in the modern vehicles compatible with OBD II specifications and focus on processing acquired diagnostic data. The result of this project is prototype device for vehicle data acquisition. This device is able to send processed data on the external web server via the Internet network. Obtained data will be saved on data server.

Keywords: vehicle diagnostic, CAN-BUS, OBD II, data transfer, GSM, WiFi, Internet, control

1 ÚVOD

Automobilový priemysel patrí k pomerne dynamicky sa rozvíjajúcemu odvetviu. V súčasnosti sa môžeme stretnúť s pomerne veľkou hustotou integrácie elektroniky nielen vo výrobnej sfére automobilového priemyslu, ale aj v samostatných novodobých automobiloch.

Postupne však s enormne rozvíjajúcou sa náročnosťou, zložitosťou a implementáciou elektroniky vo vozidlách, nastáva otázka kontroly týchto systémov. Približne od roku 2000 bol zavedený štandard, skrátene označovaný ako "OBD II" (On Board Diagnostic), ktorý definuje a zjednocuje používané typy zberníc, prostredníctvom ktorých komunikujú riadiace jednotky v moderných automobiloch. [1]

2 ANALÝZA POUŽITÝCH ZBERNÍC

Moderné vozidlá sú vybavené viacerými riadiacimi jednotkami, ktoré majú za úlohu správu a kontrolu jednotlivých systémov vozidla. Z dôvodu spoľahlivosti je celý systém riadenia decentralizovaný. Pre správnu funkciu sú riadiace moduly vozidla vzájomne prepojené pomocou příslušných zberníc. Výhodou zbernicového prepojenia riadiacich modulov vozidla je prehľadnosť, spoľahlivosť, jednoduchosť a aj značný úbytok káblových vedení. Čo sa prejavuje v konečnom dôsledku aj na cene. [2]

Štandard OBD II zahŕňa celkom tri typy aktuálne používaných zberníc v automotive priemysle.

2.1 ZBERNICA CAN-BUS

Plný názov tejto zbernice je Controller Area Network – Bitserielle Universelle Schnittstelle. Jedná sa o multiplexný protokol sériovej komunikácie, ktorý sa používa v lokálnej sieti. Primárne bola vyvinutá firmou Bosch za účelom implementácie v automobiloch.

Používa sa pre zaistenie komunikácie minimálne dvoch, prípadne viac rovnocenných riadiacich prvkov. Fyzickú vrstvu tvorí dvojvodičové krútené vedenie. Jeden vodič je označovaný ako CAN-BUS High a druhý ako CAN-BUS Low. Medzi týmito komunikačnými vodičmi je rezistencia o úrovni približne 120 Ohmov. Na vedenie tejto zbernice môže byť pripojených až 2032 prvkov. Maximálna dĺžka vedenia zbernice je 1 km. Od dĺžky vedenia komunikačnej zbernice závisí aj možná prenosová rýchlosť, ktorá môže nadobúdať hodnoty od 10 kbit/sek až po 1 Mbit/sek. [3]

Zbernica CAN-BUS je momentálne najrozšírenejšia v súčasných automobiloch a to aj z dôvodu relatívne vysokej spoľahlivosti, na základe použitia viacerých kontrolných mechanizmov a s tým súvisiace zabezpečenie komunikácie.

2.2 ZBERNICA SAE J1850

Táto zbernica je štandardizovaná americkou komorou automobilových inžinierov (Society of Automotive Engineers). Na našom kontinente sa však v súčasnosti už neimplementuje. So zbernicou sa môžeme stretnúť najmä u starších modelov vozidiel značiek Ford a Mazda.

Pre komunikáciu môže používať dvojvodičové a takisto aj jednovodičové metalické prenosové médium. Pri komunikácií pomocou dvojvodičového metalického prenosového vedenia sa využíva prenosová rýchlosť 41,6 kbit/sek s využitím impulzne šírkovej modulácie (PWM) s diferenčným kódovaním na oboch vodičoch. V prípade použitia jednovodičového metalického prenosového vedenia sa prenosová rýchlosť pohybuje na úrovni 10,4 kbit/s a využíva moduláciu s premennou šírkou impulzov (VPWM).[4]

Maximálna dĺžka jednovodičového metalického prenosového vedenia môže dosahovať až 35 m a maximálny počet prvkov, ktoré môžu byť k vedeniu pripojené je 32. Táto zbernica sa nevyznačuje extrémnou spoľahlivosťou, čo je aj jeden z dôvodov upustenia od ďalšej implementácie tejto zbernice. [5]

2.3 ZBERNICA LIN

Označenie plynie z plného názvu Local Interconnect Network. Bola predstavená Konzorciom LIN, ktoré zastupuje výrobcov automobilovej elektroniky. Zbernica LIN bola pomerne často používaná v automobiloch pred masovým zavedením CAN-BUS zbernice.

Usporiadanie komunikačných prvkov funguje na princípe master/slave. To znamená, že na zbernici musí byť pripojený jeden nadradený prvok (master) a ostatné podradené prvky (slave). Nadradený prvok riadi prístup a komunikáciu na ostatné podradené prvky v sieti, ktorých môže byť spolu maximálne 64. Uplatňuje sa tu multiplexovanie signálov, čo znamená možnosť komunikácie po jednovodičovom prenosovom vedení. Maximálna prenosová rýchlosť, ktorej možno dosiahnúť je 20 kbit/sek. Maximálna dĺžka vedenia zbernice je 40 m. [6]

V dnešnej dobe sa už nenasadzuje do vozidiel prioritne. Stále však nachádza uplatnenie v systémoch, ktoré nevyžadujú vysokú odozvu pri riadení a s tým súvisiacu vysokú prenosovú rýchlosť, ako sú napríklad elektronické ovládanie okien, riadenie centrálneho zamykania, zaklápanie spätných zrkadiel, atď.

3 PRAKTICKÁ REALIZÁCIA



Obrázok 1: Bloková schéma zapojenia funkčného prototypu zariadenia

V rámci tohto projektu sa uskutočnil návrh zariadenia, ktoré spĺňa niekoľko kritérií. Cieľom práce bola praktická realizácia funkčného prototypu zariadenia pre vyčítanie diagnostických dát z vozidla a následný bezdrôtový prenos dát do siete Internet. Prototyp zariadenia je schopný kompatibilne spolupracovať so všetkými troma zbernicami, ktoré sú súčasťou štandardu OBD II. Získané telemetrické dáta sú bezdrôtovo posielané a ukladané na vzdialenom serveri. Bloková schéma zapojenia je znázornená na Obrázku 1.

Princíp zapojenia je zrejmý z blokovej schémy. Funkčný prototyp dokáže monitorovať všetky dôležité údaje riadenia motora, prípadne aj chybové hlásenia samotnej riadiacej jednotky. Selekciu požadovaných údajov, ktoré treba monitorovať, je možné zvoliť v konfiguračnom menu zariadenia. V tomto menu, môžeme pomocou ovládacích periférií nastaviť interval zasielania získaných údajov na server, prípadne voliteľný údaj o aktuálnej polohe alebo či chceme pristupovať do siete Internet prostredníctvom WiFi pripojenia alebo mobilných dát s využitím GPRS (General Packet Radio Service) pripojenia. Spracované dáta sa následne ukladajú na serveri pomocou jednoduchého PHP skriptu do MySQL databázy s využitím HTTP protokolu.



Obrázok 2: Funkčný prototyp zariadenia



© 2019 Juraj Tuchyń

Obrázok 3: Zobrazenie dát na serveri

4 ZÁVER

Vývoj moderných elektronických systémov v automobilovom priemysle posúvajú technologické hranice komfortu a bezpečnosti neudržateľným tempom dopredu. S neustálym zvyšovaním a zhusťovaním integrity elektronických systémov vozidla sa zvyšuje riziko poruchy týchto systémov. Práve z tohto dôvodu sa kladie silný dôraz na eventuálne zisťovanie porúch s možnosťou diagnostiky interných parametrov týchto elektronických súčastí, v dnešnej dobe, už u každého automobilu.

Tento faktor je veľkým opodstatnením zmyslu tohto projektu. Pomocou prototypového zariadenia je možné získavať interné dáta z jednotky pre riadenie chodu motora, ako napríklad aktuálne údaje zo senzorovej časti vozidla, prípadne určiť alebo predvídať poruchu v systéme na základe chybového hlásenia. Získané parametre sa takisto duálne zrkadlia na vzdialenom serveri, kde sa následne ukladajú v prehľadnej tabuľke spolu s údajom o polohe.

Takéto zariadenie si môže vďaka jeho minimálnym rozmerom nájsť uplatnenie v každom súčasnom automobile. Možnosti využitia je viacero. Koncepcia zariadenia môže slúžiť ako tzv. "čierna skrinka" v prípade nehody, odkiaľ možno vyčítať všetky údaje z vozidla pred nehodou, prípadne ako zabezpečenie proti odcudzeniu alebo ako monitorovacie zariadenie pre servisné strediská, v prípade nutnosti odhalenia skrytého problému.

- [1] TONY KIRM, *Getting Started with OBD-II* [online]. 17.08.2016 [cit. 19.03.2019]. Dostupné: < https://learn.sparkfun.com/tutorials/getting-started-with-obd-ii/all >
- [2] What is CAN BUS ? [online]. [cit. 19.03.2019]. Dostupné: https://canbuskits.com/what

- [3] TIMON ALFERINK, *CAN-BUS* [online]. 29.08.2017 [cit. 20.03.2019]. Dostupné: < https://www.kmpdrivetrain.com/paddleshift/practical-tips-can-bus/>
- [4] LARRY DAVIS, *J1850 BUS* [online]. 18.07.2015 [cit. 20.03.2019]. Dostupné: < http://www.interfacebus.com/Automotive_SAE_J1850_Bus.html>
- [5] J1850 Zbernica pre cestné a terénne vozidlá [online]. [cit. 20.03.2019]. Dostupné: < https://data.kemt.fei.tuke.sk/LabVIEW/_materialy/Prednasky/Stare/prednaska%200%20LIN %20a%20J1850.pdf>
- [6] ING. TOMÁŠ SUTORÝ, *LIN (Local Interonnect network)* [online]. 10.03.2004 [cit. 20.03.2019]. Dostupné: < http://www.elektrorevue.cz/clanky/04012/index.html >

BAND-LIMITED SIGNAL EXTRAPOLATION USING LEAST SQUARES APPROXIMATION BY PROLATE SPHEROIDAL WAVE FUNCTIONS

Ondrej Mihálik

Master Degree Programme (2), FEEC BUT E-mail: xmihal06@stud.feec.vutbr.cz

> Supervised by: Pavel Jura E-mail: jura@feec.vutbr.cz

Abstract: This paper is concerned with the band-limited signal extrapolation using a truncated series of Prolate spheroidal wave functions. Our aim is to investigate the extent to which it is possible to extrapolate signal from its samples taken in a finite interval. It is often believed that this extrapolation method depends on computing definite integrals. We show an alternative approach by using the least squares method. We briefly discuss performance of these two methods in the presence of noise and the possibility of using this algorithm for real-time data processing. Finally the extrapolation algorithm is tested with real data from a microphone array.

Keywords: Prolate spheroidal wave functions, extrapolation, Fourier transform, band-limited signals, spectrum, orthogonality, least squares

1 ÚVOD

V dnešnej dobe sa každodenne stretávame s digitálnymi signálmi. Zaznamenaný signál je vždy konečný a známy len v okamihoch vzorkovania. Ak nás zaujíma jeho frekvenčné spektrum, musíme o chýbajúcej časti signálu urobiť nejaký dodatočný predpoklad – pri výpočte Fourierovho radu predpokladáme, že sa signál periodicky opakuje na celej reálnej osi času, pri Fourierovom integrále zasa predpokladáme, že chýbajúci úsek signálu je nulový. Vo všeobecnosti oba predpoklady vedú ku vzniku skokov na okrajoch intervalu pozorovania a spektrum takto dodefinovaného signálu obsahuje zložky, ktoré sa v skutočnom signáli nenachádzajú. Hoci sa tento problém dá do istej miery riešiť použitím okien, ich voľba nie je úplne jasná. Ďalším problémom je nízke frekvenčné rozlíšenie, ak je záznam signálu príliš krátky.

Iste by sme ocenili matematický nástroj, ktorý by bol schopný uvedené problémy obísť. Sú ním funkcie anglicky nazývané *Prolate Spheroidal Wave Functions* (PSWF). Hoci detailné teoretické základy ich použitia položili Slepian a Pollak už v roku 1961 [1], donedávna bola metóda využívaná skôr výnimočne a to hlavne kvôli zložitosti výpočtu PSWF.

2 PRINCÍP FREKVENČNE OBMEDZENEJ EXTRAPOLÁCIE

Predpokladajme, že by sme radi získali spektrum signálu

$$F(\boldsymbol{\omega}) = \mathcal{F}\{f(t)\} = \int_{-\infty}^{\infty} f(t) \mathrm{e}^{-j\boldsymbol{\omega} t} \mathrm{d}t, \qquad (1)$$

ale máme k dispozícii len signál

$$g(t) = \begin{cases} f(t) & \text{pre} \quad |t| \le T/2, \\ \text{nedef.} & \text{pre} \quad |t| > T/2. \end{cases}$$
(2)

Každá extrapolačná metóda je založená na nejakom apriórnom predpoklade. Naším predpokladom bude, že spektrum je konečné

$$F(\boldsymbol{\omega}) = 0 \quad \text{pre} \quad |\boldsymbol{\omega}| > \Omega,$$
 (3)

čo vôbec nie je odtrhnuté od reality. Už pri samotnom vzorkovaní signálu predpokladáme, že jeho spektrum je konečné. V skutočnosti existuje množstvo signálov, pri ktorých sa dopustíme len veľmi malej chyby, ak o nich utvoríme takýto predpoklad. [2]

Jednou zo špeciálnych vlastností PSWF je, že majú dva intervaly ortogonality $(-\infty,\infty)$ a $\langle -T/2, T/2 \rangle$. Pre všetky reálne *t* môžeme f(t) aproximovať konečným radom PSWF v tvare

$$f_N(t) = \sum_{n=0}^{N} a_n \psi_n(c, t).$$
 (4)

Vďaka dvojitej ortogonalite pre signály spĺňajúce (3) platí

$$a_n = \sqrt{\lambda_n(c)} \int_{-\infty}^{\infty} f(t) \psi_n(c,t) \, \mathrm{d}t = \int_{-T/2}^{T/2} f(t) \psi_n(c,t) \, \mathrm{d}t,$$
(5)

kde $1 > \lambda_0(c) > \lambda_1(c) > \cdots > 0$ a $2c = T\Omega$. Vidno, že si môžeme vybrať interval, na ktorom budeme počítať koeficienty a_n . Smozrejme, že kvôli tvaru g(t) pôjde o interval pozorovania $\langle -T/2, T/2 \rangle$.

3 NUMERICKÝ VÝPOČET KOEFICIENTOV RADU PSWF

K získaniu $f_N(t)$ nám chýba už len posledný krok – čo najpresnejšie vyčíslenie určitého integrálu (5). Komplikuje nám ho skutočnosť, že obyčajne máme k dispozícii len *K* vzoriek signálu tvoriacich vektor

$$\vec{g} = \begin{bmatrix} g(t_1) & g(t_2) & \dots & g(t_K) \end{bmatrix}^{\mathsf{T}}, \qquad \{t_k\}_{k=1}^K \subset \langle -T/2, T/2 \rangle.$$
(6)

Priebeh g(t) medzi okamihmi vzorkovania musíme nejakým spôsobom dodefinovať. Napríklad Devasia a Cada v článku [3] demonštrovali pozoruhodné extrapolačné výsledky pri aproximácii integrandu polynómom vysokého rádu (až 250) tak, že interpolovali \vec{g} . Stále však zostala nezodpovedaná otázka, čo sa stane, ak bude g(t) obsahovať šum.

Zamerali sme sa na prípady, kedy signál obsahuje biely šum s energiou rádovo aspoň 10^{-3} energie g(t) a dospeli sme k záveru, že skutočné signály nie je možné dobre aproximovať polynómami vyšších rádov než asi 20. Po experimentoch s rôznymi metódami numerickej integrácie a ladením ich parametrov sme si položili otázku: Nebolo by jednoduchšie upustiť od zaužívaného postupu závislého na výpočte integrálu a namiesto toho preložiť známe vzorky signálu radom $f_N(t)$ použitím metódy najmenších štvorcov? Nielen, že to je jednoduchšie, ale dokonca aj výsledky metódy môžu byť presnejšie. Ak zostavíme nasledujúce matice

$$\Psi_{N,K} = \begin{bmatrix} \psi_0(t_1) & \psi_0(t_2) & \dots & \psi_0(t_K) \\ \psi_1(t_1) & \psi_1(t_2) & \dots & \psi_1(t_K) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \psi_N(t_1) & \psi_N(t_2) & \dots & \psi_N(t_K) \end{bmatrix}, \quad \vec{a} = \begin{bmatrix} a_0 \\ a_1 \\ \vdots \\ a_N \end{bmatrix},$$

budeme môcť súčet kvadratických odchýlok $f_N(t)$ od g(t) v bodoch vzorkovania zapísať nasledovne

$$J(\vec{a}) = (\vec{g} - \Psi_{N,K}^{\mathsf{T}} \cdot \vec{a})^{\mathsf{T}} \cdot (\vec{g} - \Psi_{N,K}^{\mathsf{T}} \cdot \vec{a}).$$

$$\tag{7}$$

Nie je ťažké ukázať, že $J(\vec{a})$ má minimum práve v bode

$$\vec{a} = (\Psi_{N,K} \cdot \Psi_{N,K}^{\mathsf{T}})^{-1} \cdot \Psi_{N,K} \cdot \vec{g}.$$
(8)

Ak je *K* dostatočne veľké, vďaka ortogonalite PSWF je matica $\Psi_{N,K} \cdot \Psi_{N,K}^{\mathsf{T}}$ blízka jednotkovej matici násobenej koeficientom (K-1)/T. To uľahčuje výpočet inverzie. Vzťahu (8) môžeme rozumieť aj

tak, že súčin $\Psi_{N,K} \cdot \vec{g}$ reprezentuje Newtonovu-Cotesovu metódu (NCM) nultého rádu (obdĺžnikové integračné pravidlo) a inverzia matice zabezpečuje korekciu ňou získaných koeficientov. Pri konkrétnych (teoreticky generovaných, ale aj prakticky meraných) signáloch, sme vypozorovali, že výsledky uvedeného vzťahu sú podobné, ako výsledky NCM s optimálne nastaveným rádom. Lenže optimálny rád NCM závisí na tvare signálu a dopredu sa nedá presne odhadnúť, preto navrhujeme použitie vzťahu (8) namiesto NCM. Porovnanie oboch metód na konkrétnom signáli uvádzame v časti 5.

4 PRAKTICKÁ REALIZÁCIA

Získanie funkčných hodnôt $\psi_n(t)$ je výpočtovo veľmi náročné a obyčajne sa realizuje prostredníctvom konečného radu iných špeciálnych funkcií. Pre ich generovanie sme využili voľne dostupný softvér [4]. Na priemernom osobnom počítači trvá generovanie $\psi_n(c,t)$ pre jedno *n* a tisíce bodov vzorkovania *t* niekoľko minút. Napriek tomu je vyššie popísaný extrapolačný postup realizovateľný v reálnom čase, ak počas chodu nežiadame zmeny parametrov *c* a *N*. V pamäti môžeme mať uloženú extrapolačnú maticu

$$E = \Psi_{N,L}^{\mathsf{T}} \cdot (\Psi_{N,K} \cdot \Psi_{N,K}^{\mathsf{T}})^{-1} \cdot \Psi_{N,K}, \tag{9}$$

kde $\Psi_{N,L}$ obsahuje vzorky v |t| > T/2. Extrapolovaný signál získame vykonaním jedinej maticovej operácie $\vec{f}_N = E \cdot \vec{g}$. Podobne vieme zostaviť transformačnú maticu *P* pre výpočet spektra $\vec{F} = P \cdot \vec{g}$.

5 OVERENIE NA MERANÝCH DÁTACH

Jednou z možných aplikácií vyššie popísaného extrapolačného postupu je akustická holografia. [5] Pri nej sa mikrofónovým poľom získava záznam akustického tlaku $p(x, y, \tau)$, kde x, y sú priestorové súradnice a τ označuje čas. Ak má zdroj zvuku známu frekvenciu, môžeme Fourierovym radom z $p(x, y, \tau)$ určiť amplitúdu tlaku g(x,y). Pre ďalšiu analýzu býva žiadúce určiť dvojrozmernú Fourierovu transformáciu g(x, y), ale narážame na problém, že g(x, y) je len časťou nejakého signálu f(x, y).

Pre zachovanie prehľadnosti si ukážeme zjednodušený jednorozmerný prípad $p(x, \tau)$ a g(x). Harmonický zdroj zvuku o frekvencii 1 kHz umiestnený vo vzdialenosti 5 cm od mikrofónového poľa bol zaznamenaný v 25-tich bodoch na osi x s rozostupmi 1,5 cm. Fourierovym radom sme z $p(x, \tau)$ určili amplitúdy akustického tlaku v jednotlivých mikrofónoch, čím sme dostali komplexný signál f(x).



Obr. 1: Porovnanie f(x) s radom $f_4(x)$ a ich spektier.

Predpokladajme, že máme k dispozícii len signál \vec{g} z deviatich mikrofónov (na obrázku vyššie ohraničených prerušovanou čiarou) a snažíme sa ho extrapolovať radom $f_4(x)$ pri voľbe c = 2. (Pre n > 4sú a_n chybné kvôli šumu.) Signál sme extrapolovali pre dva prípady \vec{g}_A (hore) a \vec{g}_B (dolu). Označme symbolom Δ strednú kvadratickú odchýlku extrapolovaného priebehu od skutočného signálu

	MNŠ	NCM r. 0	NCM r. 1	NCM r. 2	NCM r. 4	NCM r. 8
$\Delta_{\rm A}$ [Pa]	0,108	44,6	11,64	0,149	0,141	0,104
$\Delta_{\rm B}$ [Pa]	0,248	30,4	8,01	0,202	0,284	0,428

$$\Delta = \sqrt{(\vec{f} - \Psi_{4,25}^{\mathsf{T}} \cdot \vec{a})^{\mathsf{T}} \cdot (\vec{f} - \Psi_{4,25}^{\mathsf{T}} \cdot \vec{a})/25}.$$
(10)

 Tabul'ka 1:
 Porovnanie MNŠ a NCM na základe odchýlok extrapolácie signálov A a B

Pre výpočet koeficientov \vec{a} sme použili aj metódu najmenších štvorcov (MNŠ), aj NCM rôznych rádov. Tabuľka 1 ukazuje, že optimálny rád NCM závisí od signálu, a to nie je výhodné. MNŠ dosahuje veľmi malú chybu bez nastavovania parametra. Pre lepšiu predstavu o dosiahnutom rozlíšení v spektre uvádzame na Obr. 1 (vpravo) spektrum $\tilde{F}(\omega_x)$ získané využitím všetkých 25-tich vzoriek, spektrum $G(\omega_x)$ vypočítané Fourierovym radom zo signálu \vec{g} doplneného nulami a spektrum $F_4(\omega_x) = \mathcal{F}\{f_4(x)\}$. Výsledky sú zaujímavé, v prípadoch A aj B je $F_4(\omega_x)$ blízke $\tilde{F}(\omega_x)$.

6 ZÁVER

V práci sme prakticky aplikovali PSWF pri extrapolácii skutočných signálov. Zistili sme, že voľba rádu NCM má zásadný vplyv na kvalitu extrapolácie. Naším prínosom je odstránenie potreby nastavovať rád NCM a to tak, že sme ju nahradili MNŠ. Demonštrovali sme použiteľnosť algoritmu na skutočných dátach a iste nájde uplatnenie aj pri iných signáloch, ktoré približne spĺňajú podmienku (3). Uvedená metóda totiž umožňuje dosiahnuť vyššie rozlíšenie v spektre, než diskrétna Fourierova transformácia s oknami. Priaznivá je aj skutočnosť, že celý nami navrhnutý extrapolačný výpočet (prípadne výpočet spektra) sa dá zredukovať na jediné maticové násobenie a môže prebiehať v reálnom čase.

POĎAKOVANIE

Tato publikace vznikla za podpory grantu číslo FEKT-S-17-4234 – "Průmysl 4.0 v automatizaci a kybernetice" financovaného z Interní grantové agentury Vysokého učení technického v Brně.

LITERATÚRA

- [1] SLEPIAN, David; POLLAK, Henri O. Prolate Spheroidal Wawe Functions, Fourier analysis and Uncertainity I. *Bell System Technical Journal*. 1961, roč. 40, č. 1, str. 43-63. ISSN 0005-8580.
- [2] SLEPIAN, David. On bandwidth. Proceedings of the IEEE, 1976, roč. 64, č. 3, str. 292-300. ISSN 1558-2256.
- [3] DEVASIA, Amal; CADA, Michael. Bandlimited Signal Extrapolation Using Prolate Spheroidal Wave Functions. *IAENG International Journal of Computer Science*. 2013, roč. 40, č. 4, str. 291-300. ISSN 2078-0966.
- [4] ADELMAN, R. et al. 2014 Software for Computing the Spheroidal Wave Functions Using Arbitrary Precision Arithmetic. arXiv 1408.0074.
- [5] NAYBARD, D.; WILLIAMS, J; LEE, Y. Nearfield acoustic holography: I. Theory of generalized holography and the development of NAH. *Journal of the Acoustical Society of America*. 1985, roč. 78, č. 4, str. 1395-1413. ISSN 0001-4966.

PEDESTRIAN DETECTION IN IMAGE BY MACHINE LEARNING

Martin Tilgner

Master Degree Programme (2.), FEEC BUT E-mail: xtilgn00@stud.feec.vutbr.cz

> Supervised by: Karel Horák E-mail: horak@feec.vutbr.cz

Abstract: This work deals with pedestrian detection via convolutional neural network which can be used in autonomous car driving systems to improve travel safety. The work focuses on the influence of the training dataset on the resulting network behavior. The Faster R-CNN with ResNet 101 as backbone network and the SSDLite with MobileNet v2 as backbone network meta-architectures were selected for parameter testing. Both networks achieved real-time detection while accuracy was 61.92 % for the Faster R-CNN and 31.72 % for the SSDLite.

Keywords: Object detection, Convolutional Neural Network, Machine learning, Faster R-CNN, SS-DLite

1 ÚVOD

Umělá inteligence zažívá v posledních letech velký rozvoj, a to hlavně díky dostatku dat a výraznému zvýšení výpočetního výkonu. Umělá inteligence nachází uplatnění v medicíně, na sociálních sítích, v dopravě, ale i vojenských aplikacích a dalších oborech. V oboru zpracování obrazu detektory využívající umělou inteligenci a strojové učení překonávají klasické přístupy pro detekci objektů [1].

Tato práce se zabývá použitím konvolučních neuronových sítí pro detekci chodců z pohledu autonomního vozidla pomocí palubní kamery. Zejména pak vlivem trénovacího datasetu na výsledné chování sítě. Motivací této práce je zvýšit bezpečnost dopravy nasazením systému, který využívá umělou inteligenci pro detekci chodců ať pro plně autonomní řízení nebo pouze pro zobrazování rozšířené reality, která usnadní řidiči orientaci v daném prostředí.

Práce si klade za cíl najít optimální postup při trénování konvolučních neuronových sítí - vybrat vhodnou meta-architekturu, vhodně zvolit velikost a rozmanitost datasetu použitého pro učení, testování a validaci a následně vhodně zvolit parametry samotné neuronové sítě. Vzhledem k tomu, že je nutné projít vícerozměrný stavový prostor, nepřichází řešení hrubou silou v úvahu. Proto procházíme jednotlivé osy stavového prostoru postupně. Výsledek tohoto hledání tedy bude pseudo-optimální řešení.

2 DETEKCE OBJEKTŮ POMOCÍ KONVOLUČNÍCH NEURONOVÝCH SÍTÍ

Na základě literatury [1], [2] byly pro testování vybrány modifikace architektur Faster R-CNN [3] a SSD: Single Shot Multibox Detector (SSD) [4]. Meta-architektura Faster R-CNN patří mezi nejpřesnější detektory, její nevýhodou jsou ale velké výpočetní nároky, což se projeví zejména na rychlosti. SSD naopak vyniká v rychlosti, nicméně nedosahuje přesnosti Faster R-CNN. Z pohledu autonomního auta je ovšem důležitá jak rychlost, tak i přesnost detekce, neboť i jedna false negative detekce při autonomním řízení může mít fatální následky.

3 DATASET

Protože se jedná o učení s učitelem, použitý trénovací dataset má zásadní vliv na chování sítě. Je nutné co nejlépe obsáhnout možné situace, aby síť dosáhla dostatečného stupně generalizace. Pro natrénování sítě je v tomto případě převážně využito veřejně dostupných datasetů Kitti [5] a City Shapes, respektive CityPersons [6]. Oba datasety se zaměřují na dopravní situaci a jsou vy-tvořeny pomocí palubní kamery umístěné v osobním automobilu. Pro lepší generalizaci byly tyto datasety doplněny snímky z datasetu Pascal VOC [7]. Nicméně tyto datasety neobsahují noční snímky. Z tohoto důvodu byl vytvořen noční dataset zaměřený na chodce. Dataset byl ručně anotován v souladu s formátem Pascal VOC. Na obrázku 2 je znázorněn výběr snímků z použitých datasetů.



Obrázek 1: Příklad trénovacího datasetu. Vlevo snímek z Kitti datasetu, vpravo z CityPersons.

4 EXPERIMENTY

Jednotlivé sítě byly implementovány v jazyce Python za využití frameworku Tensorflow a knihovny Object Detection Api. Vzhledem k požadavku na rychlost bylo sníženo rozlišení feature extractoru u Faster R-CNN tak, aby se snažil zachovat poměr velikosti snímku, nicméně maximální velikost může dosáhnout 640 px, minimální velikost pak 340 px. Rozlišení feature extraktou u SSDLite [8] je pak fixně nastavena na 300 x 300 px. Protože trénování i testování probíhalo na běžném notebooku s low end GPU MX 150, byla snížena hodnota batch size pro fázi učení na hodnotu 1 pro Faster R-CNN a na hodnotu 8 pro SSDLite. Záleží tedy, v jakém pořadí jsou snímky při učení předkládány. Jako páteřní síť feature extraktoru je pro Faster R-CNN použito sítě Resnet101 [9] a pro SSDLite MobileNet v2 [8].

Následně byla vyhodnocena přesnost naučených sítí na Kitti datové sadě a CityPersons pomocí metriky používané v Pascal VOC. Získané výsledky jsou zaneseny v tabulce 1. Je vidět, že obě sítě dosahují lepších výsledků na Kitti datasetu, výrazně horších pak na CityPersons datasetu. Tento rozdíl může být způsoben tím, že na snímcích CityPersons je výrazně více lidí na snímek a je zde výrazně více anotací lidí, kteří jsou z velké části zakryti jinými objekty. Toto tvrzení bude dále v práci zkoumáno pomocí matice záměn tzv. confusion matrix.

Při testování rychlosti pro zpracování videa z webkamery a videa uloženého na disku síť Faster R-CNN dosahovala průměrné rychlosti 1.2 snímku za sekundu (včetně načtení, samotné detekce a uložení snímku s vyznačenými bounding boxy), samotná detekce je schopná zpracovat 1.5 snímku za sekundu. U sítě SSDLite rychlost celé detekční smyčky dosahovala v průměru 17.8 snímků za sekundu, samotná detekce je pak schopná zpracovat v průměru 45.3 snímků za sekundu. Obě sítě tak dosáhly detekce v reálném čase, nicméně Faster R-CNN ještě nedosahuje rychlosti, která by překonala lidské oko. Tento problém lze samozřejmě řešit výkonnějším hardwarem.

Na obrázku 2 je zobrazena detekce pomocí sítí SSDLite. Vlevo je detekce sítě natrénované na mixu

Meta-architektura CNN	Kitti mAP [%]	CityPersons mAP [%]
SSDLite KO	28.26	2.459
SSDLite MD	31.72	8.585
Faster R-CNN KO	61.92	21.45
Faster R-CNN MD	61.54	27.14

Tabulka 1:Vyhodnocení přesnosti detekce pro sítě Faster R-CNN a SSDLite. KO = trénováno naKitti datasetu, MD = trénováno na mixovaném datasetu.



Obrázek 2: Detekce pomocí SSDLite. Vlevo mixed dataset, napravo trénováno pouze na Kitti.

datasetů, vpravo je síť trénovaná pouze na Kitti datasetu. Je zřejmé, že různorodost datasetu zásadně snižuje False Positive detekce - zde například detekce motorky jako osobu. Dále je vidět, že osoby v dáli nejsou detekovány, což je problém i u sítí Faster R-CNN. Tento problém lze odstranit větším rozlišením feature extraktoru a vstupních snímků. Dále se ukazuje, že je nutné trénovat síť i na nočních snímcích, neboť sítě natrénované pouze na snímcích pořízených ve dne nedokáží rozpoznat špatně osoby.

5 ZÁVĚR

Tato práce se zabývá testováním meta-architektur konvolučních neuronových sítí pro detekci osob v dopravním prostředí z pohledu autonomního vozidla. V současné době byly vytvořeny trénovací a testovací datové sady, včetně nástrojů pro práci s nimi. Dále byly natrénovány architektury Faster R-CNN a SSDLite na těchto datasetech. Natrénované sítě jsou schopny zpracovávat snímky v reálném čase. Dosavadní práce zatím ukázala, že jednotlivé sítě nedokaží překonat člověka ať už z pohledu rychlosti (Faster R-CNN) nebo v kvalitě detekce (SSDLite).

V další části vývoje bude podrobněji rozpracováno vyhodnocování přesnosti vytvořením matice záměn, díky které budou více patrné nedostatky jednotlivých sítí, což pomůže v rozhodnutí, jaké části architektur upravit pro reálné využití. V poslední fázi bude vytvořen nástroj pro automatizovanou tvorbu datasetu.

- ZHANG, Liliang, Liang LIN a Xiaodan LIANG. Is faster R-CNN doing well for pedestrian detection?. Lecture Notes in Computer Science (including subseries Lecture Notes in Artificial Intelligence and Lecture Notes in Bioinformatics) [online]. Springer Verlag, 2016, 9906, 443-457 [cit. 2019-01-23]. DOI: 10.1007/978-3-319-46475-6_28. ISBN 9783319464749. ISSN 03029743. Dostupné z: https://link.springer.com/chapter/10.1007%2F978-3-319-46475-6_28
- [2] YANG, Dongming, Jiguang ZHANG a Shibiao XU. Real-time pedestrian detection via hierarchical convolutional feature. *Multimedia Tools and Applications* [online]. New York: Springer US, 2018, 77(19), 25841-25860 [cit. 2019-01-23]. DOI: 10.1007/s11042-018-5819-6. ISSN 1380-7501. Dostupné z: https://link.springer.com/article/10.1007%2Fs11042-018-5819-6
- [3] REN, Shaoqing, Kaiming HE, Ross GIRSHICK a Jian SUN. Faster R-CNN: Towards Real-Time Object Detection with Region Proposal Networks. *IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence* [online]. IEEE Computer Society, 2017, **39**(6), 1137-1149 [cit. 2019-01-23]. DOI: 10.1109/TPAMI.2016.2577031. ISSN 01628828. Dostupné z: https://arxiv.org/abs/1506.01497
- [4] LIU, Wei, Dragomir ANGUELOV, Dumitru ERHAN, Christian SZEGEDY, Scott REED, Cheng-Yang FU a Alexander C. BERG. SSD: Single Shot MultiBox Detector. *Arxiv.org* [online]., 17 [cit. 2019-01-23]. Dostupné z: https://arxiv.org/abs/1512.02325
- [5] GEIGER, A, P LENZ a R URTASUN. Are we ready for autonomous driving? The KITTI vision benchmark suite. In: 2012 IEEE Conference on Computer Vision and Pattern Recognition [online]. Chicago: IEEE, 2012, s. 3354-3361 [cit. 2019-03-14]. DOI: 10.1109/CVPR.2012.6248074. ISBN 9781467312264.
- [6] *City Shapes Dataset: Semantic Understanding of Urban Street Scenes* [online]. Germany: City Shapes, 2016 [cit. 2019-01-23]. Dostupné z: https://www.cityscapes-dataset.com/
- [7] *The PASCAL Visual Object Classes Homepage* [online]. United Kingdom: Pascal VOC, 2005 [cit. 2019-01-23]. Dostupné z: http://host.robots.ox.ac.uk/pascal/VOC/
- [8] SANDLER, Mark, Andrew HOWARD, Menglong ZHU, Andrey ZHMOGINOV a Liang-Chieh CHEN. MobileNetV2: Inverted Residuals and Linear Bottlenecks. In: *The IEEE Conference on Computer Vision and Pattern Recognition* [online]. 2018, 13.1.2018, s. 14 [cit. 2019-03-28]. ISBN 4510-4520. Dostupné z: https://arxiv.org/abs/1801.04381
- [9] HE, Kaiming, Xiangyu ZHANG, Shaoqing REN a Jian SUN. Deep residual learning for image recognition. *Proceedings of the IEEE Computer Society Conference on Computer Vision and Pattern Recognition* [online]. IEEE Computer Society, 2016, 2016-, 770-778 [cit. 2019-01-23]. ISBN 9781467388511. ISSN 10636919. Dostupné z: https://arxiv.org/abs/1512.03385

CALIBRATION OF ROBOTIC ARM USING CAMERA

Daniel Adámek

Master Degree Programme (2), FEEC BUT E-mail: xadame38@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Peter Honec

E-mail: honecp@feec.vutbr.cz

Abstract: The article discusses optimal approach of pose estimation of two independent devices – robot arm and a device with touch screen – to estimate relative position between them, using camera. Methods of precise detection of both devices are introduced as well as iterative methods for pose estimation. In the end, results and possible improvements are presented.

Keywords: marker detection, pose estimation, 3D reconstruction, nonlinear iterative method

1 ÚVOD

Komplexní aplikace pro zařízení s dotykovým displejem je vhodné testovat i na použitém hardwaru. To ve většině případů znamená zapojení test inženýrů, což je značně nákladná záležitost. Proto firma YSoft pro svou aplikaci správy tisku vyvinula testovací robotický systém sestávající z robotického ramene a kamery, který vykonává testové scénáře klikáním na displej tiskárny a následným vyhod-nocením snímků displeje tiskárny z kamery pomocí metod počítačového vidění, a to automaticky. Tento článek se zabývá automatickou kalibrací tohoto systému, která spočívá v nalezení displeje tiskárny ve snímku kamery a ve stanovení relativní pozice tiskárny v souřadném systému robotického ramene, čímž se minimalizuje potřeba zapojení lidských zdrojů.

2 ŘEŠENÍ

Po rozboru úlohy jsem zvolil řešení pomocí jedné kamery a značkami osazený displej tiskárny. Ze znalosti modelu markeru a detekovaných bodů na markeru poté stanovuji iterativními metodami vzájemnou polohu kamery a tiskárny. Podobně je robotická ruka osazena kalibrační šachovnicí a stejným přístupem zjištěn prostorový vztah kamera-robot. Z těchto dvou informací je pak dána dohromady relativní pozice tiskárna-robot.

2.1 DETEKCE ZNAČKY

Detekce kalibrační šachovnice je již součástí mnoha knihoven a lze ji považovat za vyřešený problém. Vzhledem k přítomnosti mnoha hardwarových tlačítek kolem displeje tiskárny ji však nelze použít, proto bylo zapotřebí navrhnout vlastní značku, jejíž detekce bude jednoduchá pro různé rotace, zkosení apod. a která bude prostorově nenáročná (a stále přesně detekovatelná). Výsledným postupem pro detekci navrhnuté značky je následující

- Opakuj dokud není nalezena značka
 - 1. Binarizuj obraz pomocí prahu p
 - 2. Najdi kontury
 - 3. Pro každou konturu najdi horní, spodní, levý a pravý vrchol
 - 4. Prolož sousední vrcholy přímkou a spočti vzdálenost bodů kontury od přímek

- 5. Pokud je maximální vzdálenost pro všechny 4 kontury menší než limit, vrať značku, jinak změň práh *p* pro binarizaci obrazu a opakuj
- 6. Pokud nejsou další hodnoty práhů, ukonči s vyjímkou

Následně je ze známého offsetu značky od displeje dopočtena pozice rohů displeje ve snímku.



Obrázek 1: Navrhnutá značka ve tvaru rámečku, který objímá displej tiskárny. V každém rohu je pak detekovatelný tvar.

Tento postup detekce je dostačující pro nalezení displeje ve snímku pro následné zpracování metodami počítačového vidění, nicméně není dostatečně přesný pro stanovení pozice tiskárny. Pro tento účel je třeba detekci značky zpřesnit pomocí detekce inflexních bodů na hranách v původním šedotónovém obrazu. Nejprve každý řádek pixelů kolmý na hranu proložím logistickou funkcí

$$f(x) = \frac{L}{1 + e^{-k(x - x_0)}}$$
(1)

pomocí iterační metody Levenberg-Marquardt. Tuto metodu jsem zvolil kvůli špatně predikovatelnému počátečnímu odhadu. Z druhé derivace položené rovno nule lze pak získat pozici inflexního bodu. Jednotlivé inflexní body na úsečce mezi vrcholy pak prokládám přímkami, jejichž průsečíky poté použiji na odhad s modelem markeru.



Obrázek 2: Proložení hrany sigmoidou. Modré body jsou původní data, červené body jsou proložené, zelený bod je inflexní.

2.2 3D REKONSTRUKCE

Pro detekované body značky a jejího modelu, stejně jako pro model šachovnice a jemu odpovídající korespondence ve snímku používám iterační metodu Gauss-Newton pro stanovení vzájemné polohy kamera-tiskárna (resp. kamera-robot). Vzhledem k jednodušeji určitelnému počátečnímu odhadu, kdy kamera je vždy skoro přesně kolmo nad displejem a ve vzdálenosti přibližně 80 centrimetrů, konverguje tato metoda značně rychleji než zmíněný Levenberg-Marquardt.

Hledaným vztahem je projekční matice P odpovídající

$$x = PX \tag{2}$$

kde x jsou projekce ve snímku, X jsou body v 3D prostoru (model). Tedy parametry stanovené iterační metodou jsou úhly natočení α , β , γ a prvky translačního vektoru t_x , t_y a t_z .

3 ZÁVĚR

Výše zmíněné metody detekce značky a šachovnice a 3D rekonstrukce byly úspěšně testovány na umělých datech s prakticky nulovou chybou. Problém s detekcí z reálných snímků se ukázal hlavně při určení úhlů rotace. Zatímco chyba určení translace se pohybuje v jednotkách milimetrů pro všechny osy (při vzdálenosti kamery přibližně 80cm, ohniskové vzdálenosti 25mm a rozlišení 1920×1200), určení úhlů se daří pouze s přesností v řádu jednotek stupňů, přičemž toto při zmíněné vzdálenosti způsobuje chybu skoro 14mm posunu na stupeň. Po mnoha testech s různým rozložením značka-šachovnice jsem usoudil, že hlavní chybu způsobují nepřesně určené parametry zkreslení vyšších řádů při kalibraci vnitřních parametrů kamery. Tímto směrem se nyní zaměřuje moje práce na zpřesnění rekonstrukce.

- Hartley, R., Zisserman, A.,: Multiple View Geometry in Computer Vision, Cambridge University Press, 2003, ISBN 0521540518
- Hlavac, V., Sonka, M., Boyle, R.,: Image Processing, Analysis and Machine Vision, 2007, ISBN 978-0495082521
- [3] Baštinec, J., Novák, M.: Moderní numerické metody, Vysoké Učení Technické, Brno

LOCALIZATION IN LORAWAN TECHNOLOGY

Jan Pospíšil

Master Degree Programme (2), FEEC BUT E-mail: xpospi90@vutbr.cz

Supervised by: Radek Fujdiak E-mail: fujdiak@feec.vutbr.cz

Abstract: The article deals with the topic of localization in LoRaWANTM network with the selection of suitable position estimation method which is TDoA. There are also described the hardware requirements for applying that method. The second part focuses on how to implement the TDoA algorithm with subsequent simulation of position estimation error.

Keywords: TDoA, estimation, algorithm, LoRaWANTM, LoRa[®]

1 ÚVOD

LoRaWANTM standard definuje komunikační protokol a architekturu sítě, který je postavený nad fyzickou vrstvou proprietární LoRa[®] modulace, která se využívá pro vytvoření bezdrátového komunikačního spojení na velkou vzdálenost (až 40 km) při nízké datové rychlosti (max. 5,5 kb/s) a malém výkonu (14 dBm) [1]. Tato technologie je právě vhodná pro poskytnutí konektivity bateriově poháněných chytrých zařízení. Jednou možných z přidaných hodnot LPWAN technologií, do kterých spadá i LoRaWANTM, je poskytnutí služeb určení polohy bezdrátového senzoru. Přestože GPS systém nabízí přesné lokalizační a navigační služby, tyto služby nelze provádět v podzemí, vnitřních a hustých městských prostředích kvůli propagaci signálu, nehodí se tedy pro samotné senzory, avšak toto omezení nebrání využití GPS pro časovou synchronizaci LoRaWANTM přijímačů.

2 UMOŽNĚNÍ LOKALIZACE V LORAWANTM SÍTI

Z podstaty fungování LoRaWANTM byly vybrány nejvhodnější metody pro lokalizaci pomocí TDoA a RSSI. Tento článek se zabývá určováním polohy pomocí Time Difference of Arrival (z důvodu vyšší efektivity), neboli měření časových rozdílů příchodu signálu z lokalizovaného zařízení do přijímačů.



Obrázek 1: Příklad lokalizace pomocí TDOA trilaterace.

2.1 HARDWARE

V případě využití lokalizace pomocí TDoA, není vyžadována žádná úprava na straně vysílače. Avšak je zapotřebí přijímačů (brán) s časovou synchronizací, pro přidělení přesných časových značek příchozím rámcům, toho lze docílit GPS přijímačem. Aktuálně (2018) se na trhu pohybuje několik výrobců LoRaWANTM brán. Přičemž ceny kompletních řešení navržených podle referenčního designu V1 se zabudovaným GPS přijímačem startují od 1000 \$ (Kerlink, Gemtech, Link Labs). Tyto brány poskytují rozlišení časových značek příchodu rámce s přesností 1 µs. Již existují brány nové generace, které umožňují ještě vyšší přesnost časových značek (stovky nanosekund), avšak referenční design není veřejně dostupný a ceny těchto zařízení startují od 2000 \$ (Kerlink iBTS a Cisco IXM-LPWA-800-16-K9).



Obrázek 2: Osazení vlastní brány.

Z důvodu vysokých finančních nároku na pořízení brány bylo přistoupeno k vytvoření vlastní testovací LoRaWANTM sítě. Návrh plošného spoje pro LoRaWANTM bránu (tzv. koncentrátor) byl převzat z open-source projektu od Willa Whanga. Plošný spoj disponuje čipem Semtech SX1301 (baseband chip) a dvěma čipy Semtech SX1257 (Tx/Rx front-end). Dále je osazen GPS modul uBlox Max-7Q, který sloužít pro časovou synchronizaci. Samotný koncentrátor zastává pouze funkce vysílání a přijmu LoRaWANTM rámců, proto musí být připojen k řídícímu prvku např. v podobě jednodeskového počítače Raspberry Pi.

2.2 ALGORITMUS

Analytické lineární řešení hledající průsečíky hyperbol vyjádřené pomocí soustav rovnic zapsané v maticovém tvaru. Hyperboly jsou tvořeny mezi páry přijímačů vyjadřující rozdíly časů příchodu viz obr. 2. Pro 2D lokalizaci jsou vyžadovány minimálně 3 brány. Pro výpočet musí být jedna z brán vybrána a označena jako 0. brána, ta je pak logicky umístěna to středobodu souřadnic, všechny výpočty jsou dále vztažené k této bráně. Pro vyřešení rovnic se jako reference pro linearizaci použije 1. brána. Avšak nezáleží na tom, která brána je pro linearizaci zvolena. Algoritmus pro výpočet polohy vysílače byl převzat ze zdroje [2].

Soustava lineárních rovnic může být zapsána do maticového tvaru následovně (i = 1,2,3 ... N-1):

$$\begin{bmatrix} x_0 - x_1 & y_0 - y_1 & d_{01} \\ x_0 - x_2 & y_0 - y_2 & d_{02} \\ \dots & \dots & \dots \\ x_0 - x_n & y_0 - y_n & d_{03} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ y \\ d_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{2}(x_0^2 - x_1^2 + y_0^2 - y_1^2 + d_{01}^2) \\ \frac{1}{2}(x_0^2 - x_2^2 + y_0^2 - y_2^2 + d_{02}^2) \\ \dots \\ \frac{1}{2}(x_0^2 - x_n^2 + y_0^2 - y_n^2 + d_{0n}^2) \end{bmatrix},$$
(1)

kde x_i, y_i jsou souřadnice brány (i = 0, 1, ... N-1), x a y jsou souřadnice lokalizovaného senzoru a d_{0i} je vzdálenost mezi 0. bránou a i. bránou. Tímto vznikla obyčejná rovnice $A\vec{x} = \vec{b}$. Matice A a vektor \vec{b} jsou známi. Problém vyžaduje učení \vec{x} při kterém $A\vec{x} \approx \vec{b}$ minimalizuje reziduální sumu čtverců. Tento proces se nazývá regrese metodou nejmenších čtverců, vektor \vec{x} lze následně vyjádřit takto:

$$\vec{x} = (A^T A)^{-1} A^T \vec{b}.$$
(2)

Ve většině případů je toto řešení, tedy hodnoty vektoru \vec{x} , bráno jako počáteční pro pokročilejší komplexní postupy.

2.3 SIMULACE PŘESNOSTI VÝPOČETNÍHO ALGORITMU

Nedílnou součástí je simulace samotné přesnosti výpočtu průsečíku hyperbol, která proběhla na základě vytvoření testovacího vysílacího bodu, pro který byla bez použití informace o poloze, pouze z časových vzdáleností vypočtena poloha, která byla následně porovnána s původní polohou. Podle přesnosti odhadu jsou pak bodům přiřazeny určité barvy, viz obr. 3. Rozložení brán bylo vybráno z důvodu plánování reálného nasazení. V simulaci nejsou vzaty v potaz parametry z reálného prostředí jako jsou odrazy signálu, nepřesná časová synchronizace přijímačů a terén.



Obrázek 3: Simulace přesnosti výpočtu polohy senzoru.

3 ZÁVĚR

Byl popsán způsob zprovoznění lokalizace bezdrátových senzorů v LoRaWANTM síti. V první části je demonstrována možnost vytvoření vlastních LoRaWAN brán (tedy přijímačů). Dále byla zvolena lokalizační metoda založená na technice TDoA, která byla vhodně popsána pro možnost implementace. V poslední části je provedena simulace přesnosti lokalizačního algoritmu, kde je znázorněno, v jakých místech přispívá k celkové chybě odhadu samotný výpočet.

- LoRaWAN What is it?: A technical overview of LoRa and LoRaWAN [online]. In: Semtech Corporation. 2400 Camino Ramon, San Ramon, CA 94583, listopad 2015, s. 20 [cit. 2018-10-11]. Dostupné z URL: https://lora-alliance.org/sites/default/files/201804/whatislorawan.pdf>.
- [2] ZHOU, Zilong, Yichao RUI, Jing ZHOU, Longjun DONG, Lianjun CHEN, Xin CAI a Ruishan CHENG. A New Closed-Form Solution for Acoustic Emission Source Location in the Presence of Outliers [online]. 8.6.2018, , 21 [cit. 2018-12-06]. Dostupné z: https://www.mdpi.com/2076-3417/8/6/949/pdf>.

ON THE PERFORMANCE OF NARROWBAND IOT (NB-IOT): UNIVERSAL HANDHELD MEASUREMENT DEVICE

Radek Možný

Master (second year), FEEC BUT E-mail: xmozny@vutbr.cz

Supervised by: Pavel Mašek E-mail: masekpavel@vutbr.cz

Abstract: Narrowband IoT (NB-IoT) stands for a radio access technology standardized by the 3GPP organization to enable a large set of use-cases for massive machine-type communications (mMTCs). Compared to legacy human-oriented 4G communication systems, NB-IoT has game-changing features in terms of extended coverage, enhanced power saving modes, and a reduced set of available functionalities. At the end of the day, these features allow for connectivity of devices in challenging positions, enabling long battery life and reducing device complexity. This article addresses the development of the universal testing device allowing for in-depth verification of NB-IoT communication parameters. The presented outputs build upon cooperation between the Brno University of Technology and Vodafone Czech Republic a.s.

Keywords: NB-IoT, mMTC, communication tester, LPWA networks, SARA-N210

1 ÚVOD

V současné době se pozornost průmyslových společností soustředí na takzvané nízko-výkonnové technologie s rozšířeným komunikačním dosahem (Low-Power Wide-Area, LPWA). Výběr správné bezdrátové komunikační technologie pro připojení koncových zařízení, v současné době zejména měřičů fyzikálních veličin (např. el. napětí, teplota, vlhkost, pohyb, atd.), je jedním z nejdůležitějších rozhodnutí při vývoji inteligentních systémů [1, 2].

V tomto článku je pozornost soustředěna na vývoj univerzálního komunikačního zařízení pro testování komunikačních vlastností bezdrátové technologie Narrowband IoT (NB-IoT).

Ta představuje úzkopásmovou komunikační technologii definovanou organizací 3GPP (The 3rd Generation Partnership Project) ve vydání 13. Technologie NB-IoT využívá pro přenos dat licencované frekvenční pásmo, což v porovnání s konkurenčními technologiemi (Sigfox, LoRa(WAN) pracujícími v bezlicenčním frekvenčním pásmu) umožňuje lepší adaptaci na požadavky při přenosu dat. Aktuálně dostupné komunikační moduly pro NB-IoT dosahují přenosových rychlostí 27,2 kb/s pro downlink a méně než 32,25 kb/s pro uplink. Šířka pásma je 200 kHz. Technologie NB-IoT je primárně vhodná pro stacionární aplikace s mimořádně vysokými požadavky na energetickou účinnost a spolehlivost při přenosu naměřených dat [3, 4].

Životnost baterie koncového zařízení technologie NB-IoT by měla dosahovat více než 10 let. To je dosaženo vlastnostmi fyzické vrstvy, zejména nízkou hodnotou PAPR (Peak to Average Power Ratio), tj. snížením poměru mezi maximálním a průměrným výkonem obsaženým v jednom OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) vzorku, respektive symbolu. Současně s využitím režimů snížené spotřeby PSM (Power Saving Mode) a eDRX (extended Discontinuous Reception) [3].
2 VYTVOŘENÉ TESTOVACÍ ZAŘÍZENÍ

V této sekci je obsažen popis vytvořeného testovacího zařízení. V kontrastu s obvyklými požadavky na několikaletou výdrž baterie pro NB-IoT zařízení byl cílem návrh ručního měřícího zařízení pro krátkodobá měření s výdrží baterie v řádu týdnů.

2.1 HLAVNÍ KOMPONENTY

Vytvořený tester je navržen jako dvouvrstvá deska plošných spojů obsahující kromě (i) komunikačního modulu SARA N210 (ii) SMD (Surface Mound Device) antény SR4C033 také (iii) nabíjecí obvod pro jenočlánkovou Li-Pol baterii, (iv) displej zobrazující klíčové údaje o kvalitě spojení, (v) řídicí 32-bitový mikrokontrolér STM32L152RDT6 a (vi) GNSS (Global Navigation Satellite System) modul SAM-M8Q pro zjištění polohy zařízení. Zmíněný nabíjecí obvod je složen z: (i) USB kontroléru TPS2540, (ii) nabíjecího obvod MAX8903A a (iii) buck-boost měniče napětí ISL9120IR. Kompletní rozmístění součástek je uvedeno na obrázku 1.



Obrázek 1: Model vytvořeného zařízení pro testování komunikačních parametrů NB-IoT.

Komunikační modul pracuje v pásmu 800 MHz (Band 20), což představuje 832–862 MHz pro směr Uplink a 791–821 MHz pro Downlink. Ovládání NB-IoT modulu zajišť uje mikrokontrolér STM32 skrze rozhraní UART (Universal Asynchronous Receiver and Transmitter) s využitím AT příkazů [5].

2.2 ROZLOŽENÍ KOMPONENT

Návrh byl koncipován jakožto ruční měřicí zařízení. K tomu bylo přizpůsobeno rozmístění komponent a velikost navrhované desky pro komfortní úchop a obsluhu viz obrázek 1. Nad ovládacími tlačítky se nachází LCD (Liquid Crystal Display), který je však umístěn na krabičce zařízení a nikoliv na navrhované desce. Anténa a GNSS modul jsou umístěny v horní části desky u okraje tak aby bylo zajištěno co nejnižší stínění / rušení signálu způsobeného ostatními komponenty či obsluhou zařízení. Držáky SIM i microSD karty jsou umístěny u pravého okraje zařízení, takže je možné jejich vložení/vyjmutí bez nutnosti otevření krabičky zařízení.

3 OVĚŘENÍ FUNKČNOSTI ZAŘÍZENÍ

Testování technologie NB-IoT bylo zaměřeno na zjištění zpoždění při přenosu dat v závislosti na velikosti zprávy a úrovně přijatého signálu. Pro měření byly zvoleny tři hodnoty úrovně signálu a to (i) -90 dBm (ECL 0), (ii) -115 dBm (ECL 1) a (iii) -125 dBm (ECL 2). Klíčovým parametrem byla doba při vysílání dat v případě ECL (Coverage Enhancement Level) 2, tj., RSSI nižší než -120 dBm (v tomto případě také došlo ke změně kódovacího schématu). Měřena byla časová prodleva od vyslání zprávy po příjem na straně serveru a to pro velikost zpráv: (i) 2 B, (ii) 12 B, (iii) 50 B, (iv) 100 B, (v) 200 B, (vi) 222 B a (vii) 384 B.

|--|

	Velikost zprávy [B]						
	2	12	50	100	200	222	384
Úroveň signálu [dBm]	Zpoždění při přenosu dat [s]						
-90	0,343	0,609	0,795	0,806	0,843	0,625	0,660
-115	1,215	0,931	0,763	0,851	0,912	0,943	1,265
-125	2,536	3,134	3,528	8,516	11,381	7,370	15,326



Obrázek 2: Graf závislosti zpoždění přenosu dat na délce zprávy pro úrovně signálu -90 dBm (ECL 0), -115 dBm (ECL 1) a -125 dBm (ECL 2).

3.1 METODIKA MĚŘENÍ

Měřící pracoviště zobrazené na obrázku 3 se skládalo z RRU (Remote Radio Unit) připojené koaxiálním kabelem do proměnného atenuátoru a následně do stíněného boxu ve kterém se nacházelo měřící zařízení. Zařízení bylo napájeno z DC analyzátoru, který byl ovládán pomocí počítače skrze rozhraní Ethernet. Ovládání analyzátoru bylo zvoleno z důvodu částečné automatizace procesu měření. Celý měřící proces byl automaticky řízen vytvořeným skriptem a uživatel prováděl pouze dohled nad celým procesem. Požadované úrovně signálu zobrazené v tabulce 1 byly nastaveny na proměnném atenuátoru. Doba přenosu zprávy byla postupně změřena pro všechny úrovně signálu i velikosti datové jednotky, jak je uvedeno v úvodu kapitoly 3.



Obrázek 3: Schéma realizovaného laboratorního pracoviště.

4 ZÁVĚR

V současné době (03/2019) existují v České republice na trhu různé technologie LPWA, které se liší v: (i) komunikačním dosahu, (ii) přenosových rychlostech, (iii) spotřebě energie, (iv) zabezpečení, (v) schopnosti adaptace a (vi) interoperability. Vytvořené testovací zařízení umožňuje prvotní ověření parametrů komunikační technologie NB-IoT při přenosu M2M dat. V rámci testování zařízení bylo jako kritický parametr při přenosu dat zvoleno zpoždění při různých velikostech datové jednotky. Získané výsledky, viz Sekce 3, potvrzují počáteční předpoklady a to využití technologie NB-IoT pro stacionární aplikace s mimořádně vysokými požadavky na energetickou účinnost a spolehlivost při přenosu naměřených dat. Zpoždění přenosu zprávy o velikosti 384 B v případě ECL 2 (RSSI nižší než -120 dBm) překračuje hodnotu 10 s, to je způsobeno zejména robustnějším kódovacím schématem v kombinaci s vysokým počtem repeticí. Takto vysoká hodnota zpoždění vylučuje využití technologie v časově kritických aplikacích. Měření bylo provedeno i pro úrovně signálu pod –130 dBm kdy byl datový přenos stále možný. Schopnost zasílat data v rádiových podmínkách s úrovní signálu nižší než -130 dBm potvrzuje možnost nasazení měřičů s rádiovým modulem NB-IoT v místech uvnitř budov či pod úrovní zemského povrchu.

PODĚKOVÁNÍ

Tato práce byla podpořena projektem LO1401 Národního programu udržitelnosti. Popsaný výzkum byl realizován v laboratořích Centra SIX. Článek vznikl za podpory projektu Ministerstva průmyslu a obchodu projektu číslo FV20487.

REFERENCE

- Siemens, "Průmysl 4.0: Digitalizace ve výrobě." [online], 2019. [cit. 2019-03-15], Dostupné z: https://www.siemens.cz/prumysl40/.
- [2] Machina Research, "Market shares of LPWA technologies in 2018." [online], 2019. [cit. 2019-03-15], Dostupné z: https://machinaresearch.com/what-we-do/ about-the-forecast-database/.
- [3] O. Liberg, M. Sundberg, E. Wang, J. Bergman, and J. Sachs, *Cellular internet of things: Technologies, standards, and performance.* Academic Press, 2017.
- [4] S. Grant, "3GPP Low Power Wide Area Technologies-GSMA White Paper," gsma. com, 2016.
- [5] P. Masek, M. Stusek, K. Zeman, J. Hosek, K. Mikhaylov, S. Andreev, Y. Koucheryavy, O. Zeman, J. Votapek, and M. Roubicek, "Tailoring NB-IoT for Mass Market Applications: A Mobile Operator's Perspective," in 2018 IEEE Globecom Workshops (GC Wkshps), pp. 1–7, IEEE, 2018.

SMART HOME SYSTEM

Jaroslav Hájek

Master Degree Programme (2), FEEC BUT E-mail: hajda14@gmail.com

Supervised by: Ondřej Krajsa E-mail: krajsao@feec.vutbr.cz

Abstract: This work deals with connecting remoted devices and controling logics between them using Blockly. In the work is used lots of technologies for examples: MQTT, Websockets GSM, Lightweight Mesh and others. The Work is based on microservice which named is Flask. This service is an application interface for http services of Python programming language.

Keywords: Smart Home, MQTT, Websockets, GSM, Lightweight Mesh, Flask, Python, Raspberry, ESP8266, ESP32

1 ÚVOD

Práce se zabývá řešením chytré domácnosti a to od programování jednotlivých zařízení poskytujících měřená data jako jsou teplota, vlhkost, data z magnetických čidel, snímky z kamer, až po zobrazovaní těchto údajů v půdorysu místnosti a jejich vzájemnému propojení pomocí Blockly. Tato práce byla navržena, aby přiblížila algoritmické myšlení mladším generacím a propojení senzorů dokázalo i dítě.

2 POUŽITÉ TECHNOLOGIE

Práce je založena na webových službách jazyka Python[7]. Konkrétně bylo využito microframeworku Flask. Flask je použit pro distribuci webového rozhraní do displejů, které jsou rozmístěné po domácnosti a zobrazují relevantní data. Další technologie patří protokol MQTT (Message Queuing Telemetry Transport) [3], jež se stará o komunikaci jednotlivých zařízení se serverem. Dalším použitý protokol je Websockets, který udržuje aktuální data napříč displeji v domácnosti. Za pomocí stále otevřených spojeních na protokolu HTTP (Hypertext Transfer Protocol) v jeho druhé verzi. Práce implementuje komunikační protokoly Bluetooth, Lihtweight Mesh a komunikaci na otevřené frekvenci 433 MHz[9].

3 NÁSTĚNKA

V sekci nástěnka lze zvolit, které veličiny budou zobrazovány v různých místnostech. Uživateli je umožněno vytvořit vlastní nástěnku s vybranými veličinami různých zařízení. Tyto veličiny na nástěnce umožňují interakci s jejich senzory, pokud je u nich tato interakce podporována. Mezi tyto interakce patří kliknutí či přejetí myší nad položkou nástěnky, kde je možnost přímé akce a vyvolání dialogu obsahující více přímých akcí. Jednotlivé veličiny lze připnout z detailu zařízení, který tyto veličiny zprostředkovává. Nástěnka se základními prvky je zobrazena na Obr.1.



Obrázek 1: Základní prvky na nástěnce.

4 ZAŘÍZENÍ

Zařízení jsou fyzické, nebo virtuální a chovají se jako poskytovatelé měřených veličin, nebo jako spouštěče akcí. Mezi ně může patřit sepnutí relé zásuvky či zobrazení informací na displeji. Každé z těchto zařízení je identifikováno vlastním specifickým řetězcem, který je sestaven z umístění na mapě. Dále pak umístění v budově, které je následováno názvem měřené veličiny. Poslední část řetězce je tvořena slovem **value**, nebo **location**. Tyto volby jsou určeny pro změnu hodnoty veličiny a pro změnu její lokace[5]. Tento řetězec identifikující zařízení může vypadat takto:

/CZ/Brno/Technická/12/c/5/5.86/svetlo/value

4.1 SEZNAM ZAŘÍZENÍ

Seznam zařízení zobrazuje všechna registrovaná zařízení v systému. V tomto seznamu je znázorněn jejich typ, řetězec, id, mac adresu a stav zobrazující čas od poslední interakce se zařízením. V řídícím menu jsou tlačítka s možností přesměrovaní na stránky, které umožňují manuálně přidat fyzické či virtuální zařízení, zařízení komunikující přes Bluetooth a zařízení fungující na frekvenci 443 MHz.

4.2 PŘIDANÍ ZAŘÍZENÍ

Přidání zařízení je formulář, umožňující registraci zařízení, kde jako první položku určujeme jeho řetězec. Následně jsou zde pole pro zapsání zeměpisných souřadnic a mapa, která po kliknutí vypíše lokaci do polí. Jako poslední a nejdůležitější prvek je editor pro registrační řetězec, který obsahuje všechny předešlé hodnoty a umožňuje definici měřených veličin: jednotky, popis, název a hodnoty určující vzhled grafů v systému. Manuální registrace je zobrazena na Obr.2. K sekci přidání zařízení patří také sekce strom zařízení, která byla vytvořena jako interaktivní rozbalující se graf obsahující stromovou strukturu všech zařízení a jejich měřených veličin s možností přesměrování na přidání nového zařízení kdekoliv ve stromě.



Obrázek 2: Manuální registrace zařízení.

5 SCÉNY

Scény byly vytvořeny jako řídící část, umožňující vzájemně logicky propojit prvky domácností pomocí Blockly, který je vytvořen společností Google pro interaktivní programovaní pomocí puzzle bloků. Lze tedy vytvářet scény, kde po otevření dveří odešleme SMS (Short Message Service) například o vloupání, přímo vlastníkovi objektu. Tyto scény jsou spouštěny pomocí plánovače. Jedná se o interní plánovač procesů, který spouští scény a různé systémové funkce v daných intervalech. Při použití bloku, který je spuštěn externí akcí jako je přijmutí SMS, hovoru či přijmutí nové hodnoty z čidla, spouští plánovač Scénu pouze jednou. Tato scéna si zajistí odběr na určitém řetězci a zaregistruje zpětně volající funkce, poté je scéna ukončena[6]. Návrh takové scény je zobrazen na Obr.3.



Obrázek 3: Provedení akce po příjetí zprávy ve službě telegram.

6 ROZVRŽENÍ A LOKACE SENZORŮ

Kvůli přehlednosti o komunikaci a rozmístění zařízení byla vytvořena oddělená sekce spravující rozmístění v různých úrovních pohledu. Jedná se o umístění v místnosti a v budově až ke globálnímu zobrazení na mapě.

6.1 PLÁNOVAČ PODLAŽÍ

Plánovač podlaží je sekce, kde je umožněno navrhnout patro budovy se zobrazením měřených veličin v půdorysu místnosti. Toho lze docílit pokládáním základních obrazců různých barev na navrhovací plochu, které je vyobrazeno na Obr.4.



Obrázek 4: Plánování podlaží.

6.2 **BUDOVY**

Sekce budovy je vytvořená pro správu více podlaží v objektech. Také zobrazuje 3D model, který je poskládaný z návrhů jednotlivých pater. Toho bylo docíleno pomocí technologie WebGL (Web Graphics Library)[2].

6.3 MAPA

Mapa zobrazuje jednotlivé rozložení zařízení a budov na mapě. Zdrojem mapovým podkladů byla využita služba OpenStreetMap pod zobrazovací vrstvou Leaflet, kde lze vidět graficky znázorněnou komunikaci mezi jednotlivými zařízeními[1].

7 DOPLŇKY

Do systému je možné dodat vlastní puzzle blocky a stránky umožňující přidat funkcionalitu. Jednou z hlavních možností doplňků je možnost přidání vlastních interaktivních prvků pro sekci nástěnka. Mezi již napsané doplňky patří služby GSM (Global System for Mobile Communications)[8], sítě typu Lightweight Mesh a komunikační službu Telegram[4]. Tyto doplňky může uživatel instalovat manuálně přes správu doplňků, nebo přidáním instalačního balíků do složky doplňků a také přes vestavěný obchod, kde můžou uživatelé nahrát své doplňky.

8 ZÁVĚR

Všechny cíle práce byly splněny. Práce byla testovaná za pomoci několika zařízení v různých domácnostech. Také byl vytvořen model domu, který funguje na této platformě. Hlavní server byl testován na virtuálním privátním serveru a na jednodeskovém počítači Raspberry PI. V obou variantách nedocházelo k žádným viditelným problémům.

REFERENCE

- [1] Bhomkar, D.; Veigas, M. A. E.: Vehicle Locating using GPS and GSM. *International journal for Innovative Research in Science & Technology*, roèník 3, 2017: s. 154–155.
- [2] Dirksen, J.: Learning Three. js: the JavaScript 3D library for WebGL. Packt Publishing Ltd, 2013.
- [3] Hunkeler, U.; Truong, H. L.; Stanford-Clark, A.: MQTT-S—A publish/subscribe protocol for Wireless Sensor Networks. In 2008 3rd International Conference on Communication Systems Software and Middleware and Workshops (COMSWARE'08), IEEE, 2008, s. 791–798.
- [4] Lee, J.; Choi, R.; Kim, S.; aj.: Security analysis of end-to-end encryption in Telegram. In *Proc.* 34th Symposium on Cryptography and Information Security (SCIS 2017), Naha, Japan, 2017.
- [5] Naik, N.: Choice of effective messaging protocols for IoT systems: MQTT, CoAP, AMQP and HTTP. In 2017 IEEE international systems engineering symposium (ISSE), IEEE, 2017, s. 1–7.
- [6] Pasternak, E.; Fenichel, R.; Marshall, A. N.: Tips for creating a block language with blockly. In 2017 IEEE Blocks and Beyond Workshop (B&B), IEEE, 2017, s. 21–24.
- [7] Pilgrim, M.; Willison, S.: Dive Into Python 3, roèník 2. Springer, 2009.
- [8] Redl, S. M.; Weber, M. K.; Oliphant, M. W.: An introduction to GSM. Artech house, 1995.
- [9] Stojkoska, B. L. R.; Trivodaliev, K. V.: A review of Internet of Things for smart home: Challenges and solutions. *Journal of Cleaner Production*, roèník 140, 2017: s. 1454–1464.

UTILIZATION OF MODERN IMAGE PROCESSING METHODS IN CONTROL OF LABORATORY PROCESSES

Martin Kiac

Master Degree Programme (5), FEEC BUT E-mail: xkiacm00@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Ondřej Krajsa E-mail: krajsao@feec.vutbr.cz

Abstract: The thesis deals with the processing and detection of specific objects in the image on the Android mobile platform. The main objective of this work is to implement a mobile application for the control of pipetting processes based on images from a camera of a mobile device. In this thesis is used for image processing an open source computer vision library OpenCV. The proposed solution was subsequently implemented on the Android platform using the Android Studio development environment. The following article describes the issue and the results of the thesis solution.

Keywords: Android, platform, OpenCV, library, Android Studio, application, image processing, object detection, pipette, microplate

1 ÚVOD

Zrakový systém patrí k najdôležitejším zmyslovým orgánom, pomocou ktorého človek dokáže vnímať, poznávať a reagovať na svoje okolie. Preto je v dnešnej dobe stále väčšia snaha implementovať túto schopnosť aj v oblasti počítačovej techniky. Schopnosť vnímať a následne interagovať s okolím predstavuje v počítačovej technike veľmi dôležitú úlohu.

Počítačové videnie sa s príchodom moderných technológií stáva stále dostupnejšie aj v oblastiach bežného života. Práve tu nachádza široké využitie v rôznych inteligentných zariadeniach ako sú telefóny, kamery, fotoaparáty a rôzne ď alšie iné zariadenia.

2 SNÍMANIE A SPRACOVANIE OBRAZU

V súčasnej dobe patrí oblasť spracovania obrazového signálu medzi jeden z najdôležitejších oborov vo vede a technike. Obrazová informácia predstavuje jeden zo základných komunikačných a informačných kanálov. Vo všeobecnosti je možné celý proces spracovania obrazu rozdeliť na niekoľko základných častí:

- snímanie a digitalizácia obrazu,
- predspracovanie obrazu,
- segmentácia obrazu,
- popis objektov,
- klasifikácia [2].

2.1 PREDSPRACOVANIE OBRAZU

Dôležitá časť spracovania obrazu tvorí predspracovanie obrazu. Snímaný obrazu je dôležité pred jeho analýzou vhodným spôsobom pripraviť. Na predspracovanie obrazu sú používané určité metódy

a postupy, medzi ktoré môžu patriť rôzne transformácie a obrazové filtre. Medzi najpoužívanejšie metódy na predspracovanie obrazu patrí:

- farebná transformácia,
- transformácia jasu,
- geometrická transformácia,
- filtrovanie šumu a chýb v obraze [4].

2.2 SEGMENTÁCIA A ODČÍTAVANIE POZADIA V OBRAZE

Ďalšiu dôležitú časť spracovania obrazu tvorí segmentácia obrazu. Predspracovaný obraz je možné d'alej segmentovať na základe daných parametrov. Medzi najpoužívanejšie metódy na segmentáciu obrazu patrí:

- prahovanie,
- detekcia hrán,
- odčítavanie pozadia [3].

Metóda odčítania pozadia obrazu patrí medzi často používané metódy, kedy je potrebné segmentovať dané objekty od pozadia obrazu. Princípom tejto techniky segmentácie obrazu je analyzovať každý pixel v obraze a vyhodnotiť jeho príslušnosť k objektu záujmu alebo pozadiu v obraze. Proces odčítania pozadia prebieha medzi jednotlivými snímkami. V tejto práci je na odčítavanie pozadia použitý algoritmus Mixture of Gaussians tzv. *MOG*.

2.3 DETEKCIA OBJEKTOV V OBRAZE

Hlavnú a dôležitú časť tejto práce tvoria metódy na analýzu pripraveného spracovaného obrazu. Takýto obraz je použitím rôznych technik vhodným spôsobom postupne analyzovaný. V tejto práci tvoria hlavnú časť analýzy obrazu metódy na detekciu mikrodoštičky, detekciu jamiek v mikrodoštičke, detekciu pohybujúcej sa pipety v obraze a následne špičky tejto pipety.



(a) Snímok z kamery

(b) Detekcia jamiek a samotnej mikrodoštičky

Obrázek 1: Ukážka detekcie jamiek a mikrodoštičky v obraze

2.3.1 DETEKCIA MIKRODOŠTIČKY V SNÍMANOM OBRAZE

Detekcia samotnej mikrodoštičky v obraze je veľmi dôležitá. Získaním pozície mikrodoštičky v obraze je možné definovať určitú oblasť záujmu tzv. ROI (Region Of Interest). To prináša výhodu, že

následná analýza obrazu môže prebiehať len v tejto oblasti záujmu, čo má za následok úsporu výpočtového výkonu.

2.3.2 DETEKCIA JAMIEK V MIKRODOŠTIČKE

Získaním pozície mikrodoštičky v obraze je možné, aby následná detekcia jamiek prebiehala len v tejto oblasti. Definovaním oblasti záujmu v prípade detekcie jamiek prináša ďalšiu výhodu, že je minimalizovaná možnosť chybnej detekcie jamky mimo mikrodoštičku. Ukážka 1 znázorňuje proces detekcie mikrodoštičky a následnú detekciu jamiek v tejto doštičke.





(a) Detekcia špičky jeden-kanálovej pipety

(b) Detekcia špičiek viac-kanálovej pipety

Obrázek 2: Ukážka možnosti detekcie pipety v obraze

2.3.3 DETEKCIA PIPETY V OBRAZE

Detekcia pipety v obraze patrí medzi najrobustnejšie algoritmy použité v tejto práci. Samotný algoritmus pozostáva z niekoľko menších častí, ktoré na seba logický naväzujú. Algoritmus umožňuje detektovať jeden-kanálovú pipetu, alebo viac-kanálovú pipetu v obraze. Samotná detekcia je založená na odčítaní pozadia a následnej analýze kontúr v obraze. Predchádzajúca ukážka 2 znázorňuje výsledok detekcie špičky jeden a viac-kanálovej pipety.



Obrázek 3: Náhľ ad výslednej aplikácie pri kontrole pipetovacieho procesu

3 ZÁVER

Úlohou záverečnej práce bolo navrhnúť a následne realizovať mobilnú aplikáciu pre operačný systém Android. Aplikácia umožňuje kontrolu pipetovacích procesov na základe snímkov z kamery mobilného zariadenia. Pred samotným riešením práce bolo potrebné zoznámiť sa s problematikou, potrebnými technológiami a nástrojmi, ktoré bolo možné pri riešení práce použiť. Výsledkom práce je aplikácia pre operačný systém Android, ktorá umožňuje kontrolovať kompletný proces pipetovania jeden-kanálovej alebo viac-kanálovej pipety. Aplikácia je schopná pracovať s 1 až 16-kanálovou pipetou a 24, 96 alebo 384-jamkovou mikrodoštičkou. Užívateľ si môže vybrať z dvoch detekčných režimov. V obraze je následne nájdená mikrodoštička, jednotlivé jamky v tejto doštičke a konkrétny algoritmus vyhodnocuje prítomnosť hrotu pipety v jamke mikrodoštičky. Aplikácia obsahuje prehľ adné užívateľ ské rozhranie, pomocou ktorého je možné celú aplikáciu jednoducho ovládať. Základne funkcie aplikácie je možné taktiež ovládať hlasom. Všetky nastavenia, ktoré užívateľ v aplikácií nastaví sa uchovávajú v databáze, ktorá je umiestnená v internej pamäti telefónu. Dosiahnuté výsledky citlivosti detekcie hrotu pipety v prípade metódy *true positive* boli získané testovaním na 8 pokusných záznamoch vyhotovených pri vhodných svetelných podmienkach. V prípade jeden-kanálovej pipety dosahovala citlivosť detekcie 91 %. V prípade 8-kanálovej pipety bola citlivosť detekcie výrazne horšia na úrovni 58 %.



Obrázek 4: Vývojový diagram algoritmu pre vyhodnotenie zhody pipety s jamkou mikrodoštičky

POĎAKOVANIE

Chcel by som poď akovať vedúcemu diplomovej práce pánovi Ing. Ondřejovi Krajsovi Ph.D. za odborné vedenie, konzultácie, trpezlivosť a podnetné návrhy k práci.

REFERENCE

- Bradski, G., Kaehler, A. Learning OpenCV 3. 1. vydání. O'Reilly Media, 2016. 1024 s. ISBN 978-1-491-93799-0.
- [2] Hlaváč, V., Sedláček, M. Zpracování signálů a obrazů. Vydavatelství ČVUT, 2000. 255 s. ISBN 978-80-01-03110-0.
- [3] ŘÍHA, K. Pokročilé techniky zpracování obrazu. 1. vydání. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav komunikací, 2012. 143 s. ISBN 978-80-214-4894-0.
- [4] Žára, J., Beneš, B., Sochor, J., Felkel, P. Moderní počítačová grafika. 2. vydání. Brno: Computer Press, 2004. 624 s. ISBN 80-251-0454-0.

Doktorské projekty

Biomedicínské inženýrství a bioinformatika

AN INFLUENCE OF PHYSICAL ELECTRODE MODELS IN RAT'S HEAD FORWARD MODELLING

David Kuřátko

Doctoral Degree Programme (1), FEEC BUT E-mail: xkurat01@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Zbyněk Raida

E-mail: raida@feec.vutbr.cz

Abstract: Reliable inverse imaging of source currents in rat's brain requires moderate models of fields to calibrate inverse solvers. The article is focused on the comparison of measured potentials on rat's brain surface with and without physical electrode models. For the simulation purpose, the 3D models of the brain, the cerebrospinal fluid, and the skull were developed from magnetic resonance images (MRI). Moreover, the pink noise was added to measured potentials to obtain more realistic results. Simulations showed higher values of potentials when physical electrode models were considered. Fortunately, the presence of electrode models does not influence the potential waveform. Therefore, the inclusion of electrode models to forward modelling can contribute to the increase of accuracy of an inverse solver, and thus the localization of current sources in rat's brain.

Keywords: Forward model, rat's head, electrodes

1 INTRODUCTION

Brain waves can be measured on rat's head surface as electrical potentials [1]. The localization of brain wave sources requires a forward modelling and an inverse solver [2]. The forward model is aimed to calculate the potentials at the surface electrodes from known source parameters. Solution of the forward problem is then organized into the so-called lead-field matrix, which is essential for solving the inverse problem. The equation of the forward model is then given by:

$$\mathbf{X} = \mathbf{L}\mathbf{S} + n \tag{1}$$

where **X** is the vector of simulated potentials (lead-field matrix) on the brain surface, **S** corresponds to the current density vector, **L** denotes the transfer matrix determined by the head volume conductor (3D model), and n represents noise.

The inverse solver is asked to localize wave sources in the brain from the lead-field matrix based on forward modelling. The localization can be described mathematically by the following equation:

$$\mathbf{O}(\mathbf{S}) = \min \left\| \mathbf{X} - \mathbf{L} \mathbf{S} \right\|^2 \tag{2}$$

In this paper, only the electro-quasi-static formulation of Maxwell equations and a single brain model was used. Comparison of different formulations (static, quasi-static, and full-wave) and various meshes differing in the density, the type and the geometrical accuracy can be found in [4].

2 ELECTROMAGNETIC MODELS AND SIMULATION SETUP

2.1 3D MODELS

The brain model was based on the magnetic resonance imaging (MRI), the skull one on the computed tomography images (CT), and the cerebrospinal fluid was created manually.

Creation of the 3D model was based on the segmentation of relevant areas in medical images (MRI, CT). The segmentation marked areas in three slices (axial, coronal, and sagittal) by an automatic algorithm (Region growing), where several seeds were placed manually in relevant areas. Then, the algorithm selected surrounded points with similar properties based on the MRI. Increasing iterations, the algorithm selected other area points to have the relevant area approximately selected. The algorithm cannot select anatomical parts with different properties, for instance ventricles. Within that case, a manual selection across all three slices has to be performed. Fig. 1 shows the segmentation of the brain MRI; the red colour represents chosen areas.



Figure 1: Segmentation of MRI in slices: axial (top left), coronal (bottom left), sagittal (top right), and corresponding 3D brain model (bottom right).

When creating the model by a segmentation procedure, several mesh errors can be caused. These errors are originated from the volume approximation between slices. Therefore, all the models have to be consequently processed with Blender, MeshLab, Autodesk MeshMixer, and Autodesk Fusion 360. After removing duplicated surfaces and edges of elements, correcting unevenness, protrusions and sharp edges and modifying the orientation of mesh elements, a new mesh was generated to preserve anatomy of the models. Finally, the brain model was resized to the length l = 27 mm, the width w = 15 mm and the height h = 10 mm which are the approximate dimensions of the brain of an adult Wistar rat.

In Fig. 2, the composite model of the head is shown in the vertical cut crossing the head centre. The model consists of the brain, the fluid and the skull converted into voxels with the edge length $l_e = 0.7$ mm. The bottom picture in Fig. 2 proves that all the models are properly aligned thanks to the conversion to voxels.



Figure 2: Voxel models: the brain (top left), the cerebrospinal fluid (bottom left), the skull (top right), vertical cut crossing the center of the composite model (bottom right).

For simulation purposes, the brain model was embedded into the cerebrospinal fluid and the skull. The brain model and the skull model come from different Wistar rats. Therefore, the brain was scaled in proportion for the best fitting of the cavity volume in the skull. The free space among the brain and the skull was filled in by the cerebrospinal fluid. After that, the brain model, the cerebrospinal fluid and the skull were converted to voxels. Thanks to the conversion, the brain, the fluid and the skull can be aligned (potential gaps are eliminated), and simulations are accelerated.

2.2 SIMULATION SETUP

The composite model was imported to the CST Studio Suite 2018 to evaluate the spatial distribution of computed quantities. For this reason, the electro-quasi-static formulation of Maxwell equations was used. The formulation neglects displacement currents and time derivatives of the magnetic flux density in Faraday's law. Brain waves are represented by the spatial distribution of the electric potential or the electric field intensity. The quasi-static model is evaluated by the low frequency domain solver of the EM Studio. The LF solver calculates following equation:

$$\nabla \cdot | (j\omega\varepsilon + \sigma)\nabla\varphi | = \nabla \cdot \mathbf{J}_s$$
(3a)

Here, ε denotes permittivity, φ corresponds to electric potential, \mathbf{J}_s is primary or impressed current, σ represents electric conductivity, and ω denotes angular frequency.

The brain can be understood as a volumetric source of a current produced by populations of neurons. Various frequencies of electromagnetic waves can be observed due to the complex behaviour of the brain. Generally, many studies on neural oscillations concluded that deeper parts of the brain excite electromagnetic waves with rather lower frequencies and the frequency raises in the evolutionary younger areas closer to the brain surface [3]. However, appropriate mapping of frequencies is still not available due to the complexity and inter-individual variability of the brain.

Brain waves propagate at frequencies from $f_{min} = 0.1$ Hz to $f_{max} = 100$ Hz [2]. However, the power of the electroencephalograph (EEG) signal decreases with the increasing frequency by the factor of 1/f [1]. Thus, the brain was decided to be simulated at the alfa frequency 10 Hz which corresponds to the known peak in the spectral power of a human EEG.

Electrical parameters of tissues (the brain, the cerebrospinal fluid and the skull) were approximated by corresponding parameters of human tissues. The relative permittivity was $\varepsilon_r = 4.07 \cdot 10^7$ [–] [6] for the brain, $\varepsilon_r = 1.09 \cdot 10^2$ [–] [6] for the cerebrospinal fluid, and $\varepsilon_r = 5.51 \cdot 10^4$ [–] [6] for the skull. On the other hands, the electric conductivity was $\sigma = 0.33$ S/m [2] for the brain, $\sigma = 1.79$ S/m [2] for the cerebrospinal fluid, and $\sigma = 0.0174$ S/m [2] for the skull.

The EEG can be measured by surface electrodes when a large group of neurons is simultaneously active. This group of active neurons can be modelled as a current dipole [2]. The dipole produces electrical field propagating to the surface of rat's head where the potential can be measured by an electrode. In this paper, the dipole of the length $l_d = 0.7$ mm and the width $w_d = 0.1$ mm was used. This length of the dipole corresponds to the length of the element edge.

Neurons are aimed to process and transmit signals by a secreting neurotransmitter. There are two kinds of neurotransmitters [2]:

- The first one lets the signal to proliferate, and the molecules cause an influx of positive ions. The potential between intra- and extracellular environment increases to -40 mV. The potential change is called the excitatory postsynaptic potential (EPSP).
- The second one causes an outflow of positive ions which decreases the potential between intra- and extracellular environment. The potential change is called the inhibitory postsynaptic potential (IPSP) [2].

Due to the above-given reasons, the dipole in performed simulations was determined to excite the postsynaptic potential with value -60 mV.

The simulated measuring electrodes correspond to the system, which is used for real EEG recording with rats. The system consists of twelve active electrodes implanted into the surface of the cortex in homologous frontal, parietal and temporal regions of the right and left hemispheres [5]. The coordinates of active electrodes were calculated from the bregma, and their positions are obvious from the left picture in Fig. 3, whereas the right picture shows the positions of electrodes on the real rat after surgery. The ground electrode was implanted to the occipital region which is the bottom part of the brain close to the cerebellum. For simulation purposes, the rectangular shape of electrodes was used instead of the cylindrical one due to hard meshing of curved shapes by tetrahedron elements. The width of electrode was $w_e = 0.15$ mm, the length of electrodes equal to $l_e = 3$ mm, and material parameters corresponded to floating perfect electric conductor (PEC). The bottom part of electrodes was aligned to the brain, and this is the plane, where potentials were measured.



Figure 3: Position of active electrodes: schematic (left), real rat after surgery (right).

3 RESULTS

In the electro-qausi-static simulation is consistent in time, only one value of potential is available for individual electrode. From Eq. 1 is obvious that, the forward model is also defined with noise. A commonly used noise is the pink one. Therefore, the original consistent value of the potential was used to create 500 temporal samples denoted by n of the original value. After that, the pink noise was generated and added to the samples. For better clarity, only two signals measured on electrodes F3 and T6 are shown. These signals were chosen due to the highest distance between the electrodes. In Fig. 4, the comparison of measured potentials for the electrode F3 (left) and T6 (right) with the physical model of scanning electrodes and without the electrode models are depicted. Obviously, the same pink noise was added to all four signals. Comparison of results shows that the simulation with physical electrode models provides a higher level of the potential for both the electrodes (F3, T6).

In Fig. 5, the electric potential depending on the measuring trajectory p_1 is shown. The measuring trajectory p_1 is the line on the top of the brain surface (see blue line in the top left picture in Fig. 2). Obviously, the electrodes do not affect the potential waveform on rat's brain surface. On the other hand, the simulation with physical electrode models provides results with a higher potential along the whole measuring trajectory p_1 . The right picture in Fig. 5 proves the distribution of electric field intensity near active electrodes on rat's brain surface. Influence on the rest of models is obvious (the cerebrospinal fluid and the skull).



Figure 4: Comparison of measured potentials with and without physical electrode models for: electrode F3 (left), electrode T6 (right).



Figure 5: Electric potential depending on the coordinate of the measuring trajectory p_1 for simulation with and without electrode models (left), distribution of electric field intensity near electrodes (right).

4 CONCLUSION

In the paper, the presence of the physical electrode models in the rat's head forward modelling was described. For simulation, the composite head model was developed and procced by the CST software. The simulated model consisted of the brain, the cerebrospinal fluid, and the skull. The simulation was based on the electro-quasi-static approach. The excitation dipole corresponded to the post-synaptic potential of the neuron. Comparison of the simulation with and without physical electrode models showed that the presence of electrode models produced a dependency differing in the magnitude, but not in the shape of waveform. These results can be directly used for current localization in real rats: consistent potentials on electrodes represent columns in the lead-field matrix and a different position of the excitation source corresponds to rows. In near future, the whole realistic electrode system will be examined, wherever the new electrode with the specific excitation signal will be added to represent the brain stimulation.

ACKNOWLEDGEMENT

The presented work was supported by the Czech Science Foundation under the grant no. 18-16218S, and Internal Grant Agency of Brno University of Technology project no. FEKT-S-17-4713. Simulations were performed in the SIX Research Centre thanks to the support of the National Sustainability Program, the grant no. LO1401.

REFERENCES

- HE, B. Neural engineering. 1st ed., rev. New York (U.S.): Kluwer Academic/Plenum, 2005. ISBN: 978-0-306-48609-8.
- [2] HALLEZ, H., VANRUMSTE, B., GRECH, R., et all. Review of solving the forward problem in EEG source analysis. Journal of NeuroEngineering and Rehabilitation, 2007, vol. 4, no. 1, DOI: 10.1186/1743-0003-4-46
- [3] NUNEZ, P. L., SRINIVASAN, R. Electric fields of the brain: the neurophysics of EEG, 2nd ed. rev. New York (U.S): Oxford University Press, 2006. ISBN: 9780195050387
- [4] KURATKO, D., RAIDA, Z., CUPAL, M., et. all, Electromagnetic modelling of rat's brain: comparison of models and solvers, Proceedings of International Workshop on Computing, Electromagnetics, and Machine Intelligence (CEMi 2018). Stellenbosch (South Africa), 2018.
- [5] PÁLENÍČEK, T., FUJÁKOVÁ, M., BRUNOVSKÝ, M. et. all. Electroencephalographic spectral and coherence analysis of ketamine in rats: correlation with behavioural effects and pharmacokinetics. Neuropsychobiology, 2011, vol. 63, no. 4, DOI: 10.1159/000321803
- [6] Dielectric Properties of Body Tissues, http://niremf.ifac.cnr.it/tissprop, last accessed 2019/03/25

DEEP CONVOLUTIONAL NETWORKS FOR OCT IMAGE CLASSIFICATION

Branislav Hesko

Doctoral Degree Programme (4), FEEC BUT E-mail: hesko@vutbr.cz

Supervised by: Vratislav Harabiš E-mail: harabis@feec.vutbr.cz

Abstract: In this work, OCT (optical coherence tomography) images are classified according to the present pathology into four distinct categories. Three different neural network models are used to classify images, each model is recent and we are achieving exceptional results on the testing dataset, which was unknown to the network during the training. Accuracy on the testing set is higher than 98% and only a few of images are classified into the wrong category. This makes our approach perspective for future automatic use. To further improve results, all three models are using transfer learning.

Keywords: OCT, deep learning, classification, retina

1 INTRODUCTION

OCT is a noninvasive, unharmful method for retina imaging. A low-coherence light source emits photons, which are directed towards the fibre-optic coupler. The role of the coupler is to split the incident beam evenly into the retina and towards the reference path. Light is focused on the retina and is reflected from different retina underlying structures. Both reflected and reference light are focused on the detector, while both interfering. This principle represents a simple Michelson interferometer. This way, a single A-scan is created. Applying lateral scanning results into the B-scan acquisition, which contain both lateral and depth information. Various pathological retinal changes may be detected, resulting in two leading blindness causes diagnostics: age-related macular degeneration (AMD) and diabetic macular oedema. [5, 6]

Each year, approximately 30 million OCT scans are performed worldwide, giving rise to an automatic scan processing. One of the leading domains in automatic medical image processing is image classification, especially pathological changes detection in OCT scans [6]. Various methods are nowadays available, but deep convolutional networks are the best performing subclass of algorithms applied to image classification of 1000 category task with millions of images [1]. Architectures are evolving constantly adding more and more convolutional layers. In the beginning, AlexNet being one of the first architectures with only 8 layers beat until then used methods by almost 10% [1]. From then, layers have grown from 19 for the VGG (very deep network) model [2], to recent DenseNet with 169 layers [3]. This evolution allows to use these models with medical data, where is a strong emphasis on the accuracy.

In this work, OCT images are classified into 4 different classes representing a pathology, with one class designed for healthy scans, using deep convolutional networks. Overall, 3 different networks are used for this classificatation problem: AlexNet [1], VGG-19 [2] and DenseNet [3]. Results suggest excellent performance of each network, having more than 98% accuracy.

2 DATASET

A large OCT image dataset is used [4] in this work. The goal is to classify images into four distinct classes: normal (NORMAL), choroidal neovascularization (CNV), diabetic macular oedema (DME) or drusen (DRUSEN) present in early age macular degradation. Training set consists of 83488 images, validation set is small, it contains only 32 images and finally testing set is composed of 968 images. While training set classes are not equally distributed, each class in the test set has 242 images. An example of an image of each class is included as Figure 1. Finally, images are having different sizes, which is solved by resizing each image to 224×224 pixels.



Figure 1: Example of an image of each class. [4]

3 METHODS

3.1 ALEXNET

As previously mentioned, AlexNet was the first model with high training capacity, improving result on ImageNet subset by a large margin. It introduced several new concepts improving training speeds and performance. First, instead of the previously used hyperbolic tangent which added nonlinearity into the network, ReLU activation started to be used. Next, normalization preventing from saturating the network is applied. Finally, overlapping pooling, where a single element enters the pooling multiple times (kernels are overlapping) is employed to further improve results. By summarizing, AlexNet is composed of 8 convolutional layers and two linear, fully connected layers. The main architecture was originally implemented with two parallely used graphics cards. Architecture is shown on Figure 2.



Figure 2: AlexNet architecture. Original implementation using two graphics cards may be visible. [1]

3.2 VGG-19

Very deep convolutional networks are a natural evolution of the AlexNet. It added more layers, but also adapted features from the AlexNet, both ReLU activation and also normalization. They provided a bunch of models, with VGG-19 that we pick for the OCT classification task and it contains 16 convolutional layers and 3 fully connected layers [2, 7]. The architecture is depicted on Figure 3:



Figure 3: VGG-19 architecture, for a 1000 class segmentation. [7]

3.3 DENSENET

When augmenting the number of convolutional layers, two main problems arise, both are connected to gradient backpropagation. First, each convolutional layers decreases the gradient value, therefore vanishing gradient is a problem for very deep networks. On the other side, error gradients may accumulate and result in very large local gradients causing the network is unstable. This problem was solved by using ReLU activation and shortcut introduced in the ResNet. DenseNet introduced feature reuse by concatenating output from different dense blocks. The DenseNet is composed of several DenseBlocks in a series. By using a shortcut (feature reuse), DenseNet may have more than one hundred of layers. In this work, we employ DenseNet with 169 layers, which is shown in Figure 4 [3, 8].



Figure 4: DenseNet architecture. There are 169 layers in total, while maintaining reasonable training speeds and excellent performance. [8]

3.4 TRANSFER LEARNING

The biggest performance influencing setting is transfer learning. Instead of learning our networks from scratch, we employ already pretrained weights from the ImageNet dataset classification, with only output linear classifier being changed to classify images into 4 classes instead of originally set 1000.

3.5 NETWORK SETTINGS

For the training, we are using the following settings:

- 1. Number of epochs 10 for each network.
- 2. Loss function Cross-entropy.
- 3. Optimizer Stochastic gradient descent with momentum set to 0.9.
- 4. Learning rate Adaptive learning rate.
- 5. Batch size 16 images are passed in a single batch.
- 6. **Data augmentation** For the training, only randomly resized crop and random vertical flip are used.

4 RESULTS

Each network is trained for 10 epochs with a validation step after each epoch. Afterwards, the output is predicted on the testing set. Each network is initialized with pretrained weights. Results are inserted into Table 1.

10 epochs	Alexr	net	VGG-	-19	DenseNet		
	Loss / image	Accuracy	Loss / image	Accuracy	Loss / image	Accuracy	
Training set	0.020	0.890	0.012	0.927	0.012	0.928	
Validation set	0.40	1.00	0.19	1.00	0.80	0.97	
Test set	0.014	0.985	0.017	0.987	0.006	0.990	

Table 1: Achieved results for all of our three classifier networks.

Some successfully classified images are attached as Figure 5. These images were randomly selected from the testing dataset.



Figure 5: Successfully classified images. Each image has in its title ground truth and its predicted classification. Prediction network: DenseNet.

The test set was previously unknown to the network. Even with our outstanding performance, some images are not classified correctly. We also attach some of the misclassified images 6:

Only few images are classified into the wrong category. This may be probably caused by uneven distribution of training images. In this work, each category contains at least 10000 images and we are not modifying our models with category weighting. Inferring a single resized image lasts about 0.5 second. Otherwise networks were able to generalise pathology properties in images very well, while being faster than human and sufficiently accurate.



Figure 6: Misclassified images. Each image has in its title ground truth and its predicted classification. Prediction network: AlexNet.

5 CONCLUSION

We have applied the most recent classification models to OCT image dataset. All of these models are fully convolutional except the classifier part, which is used to classify features detected by the convolutional part of the network. Performance of these models is related to the year when published, the most modern method - DenseNet is achieving the best results while having less computation time than VGG-19 and fewer parameters. Evaluation on the testing dataset differs only slightly between these networks, with results over 98.5%, which means that more than 963 from 976 images are correctly classified. Results suggest possibility for our methods to be used for automatic pathology detection without needing human assistance.

ACKNOWLEDGEMENT

We gratefully acknowledge the support of NVIDIA Corporation with the donation of the Titan X Pascal GPU used for this research.

REFERENCES

- [1] Krizhevsky, A., Sutskever, I. and Hinton, G.E.: *ImageNet Classification with Deep Convolutional Neural Networks*. Advances in neural information processing systems. 2012.
- [2] Simonyan, K. and Zisserman, A. Very deep convolutional networks for large-scale image recognition. arXiv preprint arXiv:1409.1556 (2014).
- [3] Huang, G. et al. *Densely connected convolutional networks*. Proceedings of the IEEE conference on computer vision and pattern recognition. 2017. p. 4700-4708.
- [4] Kermany, D. S., et al. *Identifying medical diagnoses and treatable diseases by image-based deep learning*. Cell, 172(5), 1122-1131.
- [5] Popescu, D. P., et al. *Optical coherence tomography: fundamental principles, instrumental designs and biomedical applications.* Biophysical reviews, 3(3), 155. 2011.
- [6] Fercher, A. F., Drexler, W., Hitzenberger, C. K., and Lasser, T. *Optical coherence tomographyprinciples and applications*. Reports on progress in physics, 66(2), 239. 2003
- [7] Chansung, P. (*VGG19 CIFAR-10*): Transfer Learning in Tensorflow on Part 1. online [03 / 2019]: https://towardsdatascience.com/ transfer-learning-in-tensorflow-9e4f7eae3bb4.
- [8] Zhou, B. A Weakly Supervised Adaptive DenseNet for Classifying Thoracic Diseases and Identifying Abnormalities. ArXiv. 2018.

TIME DELAY ESTIMATION BETWEEN RETINAL ARTERIES AND VEINS PULSATIONS USING INSTANTANEOUS PHASE

Eva Valterova

Doctoral Degree Programme (1.), FEEC BUT E-mail: valterova@feec.vutbr.cz

> Supervised by: Radim Kolar E-mail: kolarr@feec.vutbr.cz

Abstract: The eye fundus suffers from many diseases such as glaucoma, central retinal venous occlusion or intracranial pressure rise. The fundus examination by video-ophthalmoscope can diagnose and reveal the assumption of these diseases, for example, from dynamic changes in the vascular system. This paper focuses on the determination of time delay between signals extracted from vein and artery pulsations obtained by experimental video-ophthalmoscope. The signal is further processed and the instantaneous frequency is utilized for time delay estimation. The observed time delay is in the range of 0 to 233 ms, which is in accordance with published results.

Keywords: retina, video-ophthalmoscope, delay between artery and vein pulsation

1 INTRODUCTION

The eyes, such as other body organs, suffer from many diseases. Several of them can be observed and diagnosed from eye fundus. The eye fundus retina is profusely supplied with blood. The blood distribution through the eye fundus causes pulsation of the veins and arteries. The spontaneous veins pulsation (SVP) is visible mostly at the hemiveins prior to their merge to the central retinal vein or directly in the central retinal vein [1].

The SVP phenomenon has been observed simultaneously with the ophthalmoscope invention and firstly described already in 1883 [2]. The pulsation occurrence is related to several diseases presence [3]. SVP decrease is associated with glaucoma disease occurrence [1], central retinal venous occlusion or intracranial pressure rise. Due to SVP relation with various diseases, many researchers have attempted to measure the degree of pulsation. The pulsations can be measured upon vessel diameter changes, lateral vessel displacement [4] or blood column densitometry [5].

Moret et al. [4] have utilized the cross-correlation of signals obtained from arteries displacements and veins diameters. The image sequences have been acquired with scanning laser ophthalmoscope and pre-processed by principal component analysis in the same way as has been suggested already in [6]. Unfortunately, the identical low frame rate of 9 fps has been used as well. The time delay between artery displacement and vein diameter pulsations for four subjects observed in [4] has been in the range of 0 to 200 ms.

In contrast, Spahr et al. [7] have utilized phase-sensitive full-field swept-source optical coherence tomography, which has high frame rate of 2,000 fps. The time delay has been estimated by two methods. One of them is based on pulse waves arrival delay at two specific locations. That determined delay is 19 ± 4 ms. The second one is more noise robust because the time delay is determined from the phase shift of two pulsation signals, which are filtered by bandpass at the cardiac frequency. The obtained delay is approximately 100 ms. Nevertheless, the data have been obtained from only one subject.

Another possibility for time delay estimation is also from phase shift at heart rate frequency of obtained signals. That has been published in [8], where the delay is measured between vein and artery pulsation in three different distances. The delays are presented in degrees of phase shift $(0^{\circ}-95^{\circ})$. These values can be converted due to the average heart rate to range 0 - 473 ms.

This paper focuses on time delay estimation between artery and vein pulsations using an experimental video-ophthalmoscope, described in more details in [9]. The delay is measured from seven similar areas manually determined in specific retinal areas. The delay is estimated from extracted pulsation signals by means of the instantaneous phase and frequency approach.

2 MATERIAL AND METHODS

The methodology consists of several steps. First, the video-sequences of the eye fundus are acquired. Further, the signals from individual sequences are extracted and pre-processed. Lastly, the time delay from obtained signals is determined.

2.1 EXPERIMENTAL DATA SET

The left eyes fundus of seven subjects with no eye disease diagnose were captured by video- ophthalmoscope. Detail video-ophthalmoscope set up is described in [9]. The videos have 8-bit grayscale depth, frame rate 25 fps and resolution 1000×770 pixels. The videos last for approximately 10 s.

The hemoglobin, present in blood-vessels, has higher absorbance of orange light than others. Therefore the video contrast is naturally enhanced by illumination by 595 nm.

Due to minor eye movements, the shift and blur of several images are present. The shift of frames is removed by frame-to-frame registration method described in [10]. Blur removal is described below.

2.2 SIGNAL EXTRACTION FROM VIDEO-SEQUENCES

Five pairs of artery and vein regions were selected from each video- sequence. The selection is shown in Figure 1. The regions of interest (ROIs) were selected manually and nearly in similar positions for measurement robustness. Size of ROs is 30×30 pixels. The ROIs for veins pulsation were selected inside the optic disc including one hemivein. The ROIs of artery pulsation were defined further of the optic disc edge.

The extracted pulsation signal is determined for each frame as an average brightness inside each ROI. The signal from one pair of ROIs is shown in Figure 2 - A, where blue line denotes the pulsation of average brightness in vein ROI and red line marks the pulsation of average brightness in artery ROI.

2.3 TREND CORRECTION

The changes of illumination light intensity due to minor eye movements and the loss of the optimal eye alignment cause signal fluctuation - signal trend. The trend $I_a(n)$ is removed by procedure suggested in [9]. Firstly, the trend is estimated as:

$$I_{a}(n) = \sum_{m=n}^{n+q-1} \frac{I(m)}{q}, \forall n \ge 1,$$
(1)

where I(m) denotes original signal and q the size of the average window. For our purpose is q defined equal to 25 frames, i.e. 1 second. The obtained trend is further removed from the original signal according:



Figure 1: The region selection from the fundus image - the bottom-right boxes mark ROIs of the pulsating vein and the top-left boxes mark five selected ROIs, where is the artery. In top-right corner is zoom in of artery ROIs.

$$T(n) = 1 - \frac{I(n)}{I_a(n)}$$
 (2)

After trend removal, several undesirable peaks, caused by blurred frames, are still present. Thus the signal is filtered by mean filter of window size 3. The filtered signal without trend is shown in Figure 2 - B. The expected delay is in range of ms, thus the signal is further up-sampled to 50 Hz sample rate and interpolated by cubic interpolation for aliasing avoidance.

2.4 TIME DELAY

The time delay between artery and vein pulsation is estimated from the instantaneous phase. First of all, the signal is multiplied by Hann window. The analyzed signal $x_A(t)$ is further converted by Hilbert transformation. After Hilbert transformation, the analyzed signal $x_A(t)$ has the real part x(t)and the imaginary part $x_h(t)$. The instantaneous phase $\varphi(t)$ is then determined according [11] by equation:

$$\varphi(t) = \arctan \frac{x_h(t)}{x(t)},\tag{3}$$

The time delay between artery and vein pulsation is estimated as a difference between the instantaneous phase of both signals in each frame. The mean phase difference value $\overline{D_P}$ is converted to the time delay D_T according (4)

$$D_T = \frac{\overline{D_P}}{2\pi \cdot f_h},\tag{4}$$

where f_h denotes heart rate frequency, obtained from magnitude spectrum of the analyzed signal. The heart rate frequency f_h is determined as the position of maxima in the range between physiological values (0.5 – 3 Hz).



Figure 2: a) The extracted signals from the artery (red) and the vein (blue) region from one subject show clearly recognizable pulsations. The pulsation frequency corresponds with heart rate pulsations. b) The filtered signal of artery (red) and vein (blue) ROI pulsation

3 RESULTS AND DISCUSSION

The estimated delays, obtained as is suggested above, are shown in Figure 3. Each box depicts five measurements of delays between artery and vein pulsation of one subject. The mean values of delays are in range from 12 ms to 209 ms.



Figure 3: The measured time delay for seven subjects $S1\hat{A}$ –S7. The inner line inside each box displays the median value of five measured delays corresponding to five pairs of ROIs. The bottom and top edges of the box indicate the 25th and 75th percentiles, respectively. The whiskers extend to the most extreme data points.

The measured delays are in the range published by another papers, e.g. [8] listed range 0 - 473 ms, which is slightly higher and analysis described in [4] lead to range 0 - 200 ms. On the other hand, our delays are twice as higher as results published in [7]. Nevertheless, in papers [4] and [7], the experiments have been conducted on small number of patient (from 1 to 4).

4 CONCLUSION

The suggested method measures the time delay between artery and vein pulsations. The method utilizes video-sequences of eye fundus for pulsation curves extraction. The time delay is determined

due to instantaneous phase determination. The measured delays are in the range 0 ms to 233 ms. That values are in physiological range and are also in agreement with presumed values according to [8], [4].

ACKNOWLEDGMENT

We thank Ralf P. Tornow, Folkert Horn, Robert Laemmer and Christian Mardin from Department of Ophthalmology, Friedrich-Alexander-University Erlangen-Nurnberg, Germany, for their support.

REFERENCES

- W. H. Morgan, C. Balaratnasingam, M. L. Hazelton, P. H. House, S. J. Cringle, and D.-Y. Yu, "The force required to induce hemivein pulsation is associated with the site of maximum field loss in glaucoma," *Investigative ophthalmology & visual science*, vol. 46, no. 4, pp. 1307–1312, 2005.
- [2] E. A. Coccius, Ueber die Anwendung des Augen-Spiegels: nebst Angabe eines neuen Instrumentes. Müller, 1853.
- [3] W. H. Morgan, M. L. Hazelton, and D.-Y. Yu, "Retinal venous pulsation: Expanding our understanding and use of this enigmatic phenomenon," *Progress in retinal and eye research*, vol. 55, pp. 82–107, 2016.
- [4] F. Moret, C. M. Reiff, W. A. Lagreze, and M. Bach, "Quantitative analysis of fundus-image sequences reveals phase of spontaneous venous pulsations," *Translational vision science & technology*, vol. 4, no. 5, pp. 3–3, 2015.
- [5] W. H. Morgan, M. L. Hazelton, B. D. Betz-Stablein, D.-Y. Yu, C. R. Lind, V. Ravichandran, and P. H. House, "Photoplethysmographic measurement of various retinal vascular pulsation parameters and measurement of the venous phase delay," *Investigative ophthalmology & visual science*, vol. 55, no. 9, pp. 5998–6006, 2014.
- [6] F. Moret, C. M. Poloschek, W. A. Lagreze, and M. Bach, "Visualization of fundus vessel pulsation using principal component analysis," *Investigative ophthalmology & visual science*, vol. 52, no. 8, pp. 5457–5464, 2011.
- [7] H. Spahr, D. Hillmann, C. Hain, C. Pfäffle, H. Sudkamp, G. Franke, and G. Hüttmann, "Imaging pulse wave propagation in human retinal vessels using full-field swept-source optical coherence tomography," *Optics letters*, vol. 40, no. 20, pp. 4771–4774, 2015.
- [8] K. Gugleta, A. Kochkorov, R. Katamay, C. Zawinka, J. Flammer, and S. Orgul, "On pulse-wave propagation in the ocular circulation," *Investigative ophthalmology & visual science*, vol. 47, no. 9, pp. 4019–4025, 2006.
- [9] R.-P. Tornow, J. Odstrcilik, and R. Kolar, "Time-resolved quantitative inter-eye comparison of cardiac cycle-induced blood volume changes in the human retina," *Biomedical Optics Express*, vol. 9, no. 12, pp. 6237–6254, 2018.
- [10] R. Kolar, R. P. Tornow, J. Odstrcilik, and I. Liberdova, "Registration of retinal sequences from new video-ophthalmoscopic camera," *Biomedical engineering online*, vol. 15, no. 1, p. 57, 2016.
- [11] N. E. Huang, Z. Shen, S. R. Long, M. C. Wu, H. H. Shih, Q. Zheng, N.-C. Yen, C. C. Tung, and H. H. Liu, "The empirical mode decomposition and the hilbert spectrum for nonlinear and non-stationary time series analysis," *Proceedings of the Royal Society of London. Series A: Mathematical, Physical and Engineering Sciences*, vol. 454, no. 1971, pp. 903–995, 1998.

BODY SURFACE POTENTIAL MAPPING IN ANIMAL EXPERIMENTS - PILOT STUDY

Petra Novotna

Doctoral Degree Programme (2nd), FEEC BUT E-mail: novotnap@feec.vutbr.cz

Supervised by: Jana Kolarova, Jose Millet E-mail: kolarova@feec.vutbr.cz, jmillet@eln.upv.es

Abstract: The aim of this article is to present a pilot case study in the area of body surface potential mapping. This technology was used to record data from animal experiments with the goal to find out, what information could be derived from recorded ECGs in the protocol including induced myocardial ischemia. Data recorded before and after the ischemia were compared. Differences in ECG beat morphology were observed, also local changes in analysed intervals (QT, ST, QS, PT) were visible. It was hypothesiced that QT interval will be prolonged after myocardial ischemia. Nevertheless, according to out pilot study this hypothesis was declined.

Keywords: ECG, BSPM, body surface potential mapping, pilot study, animal experiment, myocardial infarction, ischemia

1 INTRODUCTION

The usage of classical 12-lead electrocardiogram (ECG) has become an absolute standard examination for patients with potential cardiac malfunction. Also, ECG signal processing discipline could profit from additional information source. 12-lead ECG could not be optimal for diagnostics of some kinds of syndromes and arrhythmias, such as acute coronary syndromes (acute cardiac ischemia, myocardial infarction), since the coverage of the standard pre-cordial leads over the thorax is limited [2]. Body Surface Potential Mapping (BSPM) is one of additional methods used for further understanding of heart function. The method itself is based on multi-lead (multi-channel) measurement of the electric heart action from much broader portion of the torso [1].

Basis of the BSPM method lays in the usage of the grid of multiple unipolar electrodes. Standard amount of electrodes in the set is 32 and more (up to more than 100). The setup of electrodes could be different with every application. The system generates simultaneous recordings [3].

Since the classical ECG measurement provides us with information mainly about the voltage variation in time at a given site, BSPM method adds spatial as well as the temporal and amplitude components of cardiac electrical activity. The added spatial information provides us with sensitive localization of the electrical events (local conduction disturbances, regional heterogeneities of ventricular recovery) and understanding of the cardiac electrical activation [4].

BSPM imaging method is used also to unveil various mechanism which produce arrhythmias. Identification of signs of susceptibility to arrhythmias and the site of their origin can be absolutely crucial for diagnostics. Localising the site of the origin of ectopic ventricular activation in patients with structurally normal heart and with myocardial infarction can be listed as an example. In this case, BSPM is used for enhancing the spatial resolution of ventricular activation abnormalities. Therefore, we can better understand the genesis of such arrhythmia.

BSPM method is used for evaluation of atrial fibrillation and guidance for it's ablation, treatment of heart failure or is useful in the assessment of biventricular pacing. It is also able to separate the activation of the right and left chambers.

Practical outcome of BSPM are maps of different character made up from measured signals transformed into colored scales. Created maps can be e.g. immediate potential maps, integral maps (cumulation amplitude), isochronic maps or differential maps. Isochronic maps from BSPM can be used to clarify the possible mechanisms responsible for the great number of patients non-responsive to cardiac resynchronization therapy and the prediction of response to such therapy.

BSPM and ECG imaging in general has a huge role in understanding of arrhythmias and conduction disturbances. It's main advantage lays in being non-invasive and it's potential future in emergency department.

2 EXPERIMENT AND IT'S BACKGROUND

Proposed pilot study case was added as an improvement to ongoing series of animal experiments held on domestic female pigs. In the original study 24 juvenile adult pigs weighting 25-30 kg were listed. Animals were sedated using IM 8 mg/ kg ketamine and 0.1 mg/kg medetodimine and anaesthetized using a 10 mg/kg/h continuous IV infusion of 2% propofol. Pigs were monitored by ECG and were mechanically ventilated with 50% oxygen. To prevent lifethreatening arrhythmias and thrombosis, the animals were pre-treated with intravenous amiodarone (150 mg), lidocaine (30 mg) and heparin (3000 IU). Myocardial infarction was induced by inflating an angioplasty balloon in the mid left anterior descending coronary artery in anaesthetized pigs. After 90 min, the balloon was deflated, and the restoration of normal coronary flow was documented by angiography.

A 7F sheath was inserted into the right femoral artery to monitor blood pressure and access the left anterior descending coronary artery (LAD), through which a 7F Amplatz Left 0.75 catheter was selectively positioned. A standard hydrophilic angioplasty wire was placed in the distal LAD and an over-the-wire 2.5 x 15 mm angioplasty balloon was inflated at 6 atm in the mid-LAD segment distal to the first diagonal branch in order to provoke acute myocardial infarction (MI). Total coronary artery occlusion was confirmed by ST-segment elevation on the ECG and angiography.

The experimental procedure was approved by the Animal Care and Use Ethics Committees of the University of Valencia and the INCLIVA Biomedical Research Institute, and complies with the Guide for the Care and Use of Laboratory Animals published by the United States National Institutes of Health (NIH Publication No. 8523, revised 1996) and with the ARRIVE guidelines.

3 PILOT STUDY

The presented pilot case study was performed as an additional part to the previously described series of experiments. The aim of the study was to describe the potentially useful information from BSPM signal from recording of pigs torso while inducing acute myocardial infarction.

BSPM signal was recorded with the grid of 32 unipolar electrodes (4 strips by 8 electrodes, by BioSemi, Figure 1) with the sampling frequency of 2048 Hz. Besides 32 unipolar leads, 3 bipolar limb leads (aVR, aVL and aVF) were recorded. Data was recorded from 3 phases of the experiment - before, during and after the ischemia.

Data for the pilot study was recorded from 1 pig for which all 3 phases were recorded.

BSPM colorized maps were created for 4 chosen intervals: PT, QS, ST, and mainly QT. According to previous studies, QT interval prolongation is associated with heart ischemia [5]. Also, standard 12-lead ECG recordings differ in the QT prolongation positive confirmation. Therefore, BSPM recordings are used to add information for diagnosis [6].

The proposed signal outcomes were preprocessed by subtracting Wilson terminal lead and segmented into segments corresponding to proposed experiment protocol.



Figure 1: Setup of the electrodes while recording BSPM signals.

4 RESULTS AND DISCUSION

Because of this study being a pilot, presented results are meant to be judged more as tentative. For further statistical confirmation of suggested hypothesis the number of subjects, that went through all 3 phases of the experiment, needs to be significantly higher.

Because of the amount of used recording channels, only examples of graphical outcomes will be presented.

In Figure 2, we can see the development of the beat morphology during the infarct induction by inflated angioplasty balloon. Every signal represents 1 beat from 1 minute long intervals. Inbetween those intervals were periodic 5 minutes breaks. Therefore, this figure represents circa 40 minutes of induced ischemia.



Figure 2: Development of ECG beat morphology during ischemia phase in time. Numbered signals have always 5 minutes interval in between them.

In Figure 3, we can observe an obvious difference in between ECG signal morphology. Displayed lead recorded activity at the border of medial and lateral left superior part of torso, where upper left part of heart was situated (atrium + upper part of ventriculus). It can be very clearly seen that after induced ischemia there is present a blockade in the electrical activity of the heart, which is represented with the flat state between P wave (connected tightly to the previous T wave) and Q wave.



Figure 3: Comparison of ECG morphology between the phase before and after ischemia.

In Figure 4 4 colorized maps from all BSPM unipolar leads (front view on the recorded torso) are shown. On the left side, phase before the infarction is represented, on the right then phase after the infarction. From the color scales, it can be seen, that QT interval was shortened after the ischemia. This founding does not correlates with the hypothesis, that after ischemia, the QT interval is prolonged. Both prolonged and shortened QT intervals are associated with malignant ventriculus arrhythmias causing sudden death [7]. With the help of BSPM recordings implemented e.q. to sport clothing, sudden death could be avoided in active athletes.

In the cases of other intervals the results were following: QS and PT intervals were prolonged, ST interval shortened. These are associated with slower ventricular conduction, which could cause firts-degree heart block. Because of practical reasons, only QT interval comparison is visually represented in this article. Nevertheless, it must be reminded, that this study is only pilot which will not provide any generally applicable outcome.

When two-sample t-test was applied to QT interval data, the null hypothesis, that the data from before and after phase of the ischemia come from independent random samples with normal distribution, was confirmed at the significance level of 0,05 and with p-value lower than 0,001 (with the same outcome for the rest of the intervals QS, ST and PT).

5 CONCLUSION

The aim of this article was to present the result of a pilot case study performed on pigs. Recorded data were gained while induced infarction experiments in anaesthetized pigs. Infarction was by inflating an angioplasty balloon in the mid left anterior descending coronary artery. From recorded data, several outcomes were derived, most of them of comparative nature. ECG beat morphology difference between phase before ischemia and phase after ischemia was observed. Also visualisation of time development of ECG morphology from 1 of the 32 unipolar leads were presented. The hypothesis about the QT interval prolongation after heart ischemia was declined for one presented subject. For further and more accurate information derived from BSPM measurement more subjects (animals) need to be involved in the study and compared.



Figure 4: Comparison of QT interval between the phase immediately before and after ischemia.

Nevertheless, the usage of BSPM in clinical area when setting diagnosis is promising. Also, the potential in using such a technology in wearable technologies is possible. The example of such usage could be a prediction of sudden death in active athletes.

ACKNOWLEDGEMENT

I would like to express my appreciation to prof. Jose Millet from Polytechnic University of Valencia and the members of medical team from University Hospital of Valencia for the opportunity to personally witness the experiments, which were the subject of this pilot case study.

REFERENCES

- M. J. Daly et al., Epicardial potentials computed from the body surface potential map using inverse electrocardiography and an individualised torso model improve sensitivity for acute myocardial infarction diagnosis, European Heart Journal: Acute Cardiovascular Care, vol. 6, no. 8, pp. 728-735, Dec. 2017.
- [2] V. Garcia-Bustos et al., Changes in the spatial distribution of the Purkinje network after acute myocardial infarction in the pig, PLOS ONE, vol. 14, no. 2, p. e0212096, Feb. 2019.
- [3] L. D. Ambroggi and A. D. Corlan, Clinical use of body surface potential mapping in cardiac arrhythmias, p. 3.
- [4] H. J. Bruns et al., Does body surface potential mapping (bspm) predict functional recovery in chronic ischemic myocardium after revascularization?, in Computers in Cardiology, 2005, Lyon, France, 2005, pp. 207-210.
- [5] J. Jimd'z"nez-Candil and C. M. Luengo, QT Interval and Acute Myocardial Ischemia: Past Promises, New Evidences, p. 3.
- [6] G. Tomassoni, E. Pisand'z", L. Gardner, M. W. Krucoff, and A. Natale, QT prolongation and dispersion in myocardial ischemia and infarction, Journal of Electrocardiology, vol. 30, pp. 187-190, Jan. 1998.
- [7] G. Tse, Y. W. F. Chan, W. Keung, and B. P. Yan, Electrophysiological mechanisms of long and short QT syndromes, IJC Heart & Vasculature, vol. 14, pp. 8?13, Mar. 2017.

A SIMPLE METHOD OF LOCALIZATION AND VISUALIZATION OF SPONTANEOUS VENOUS PULSATIONS

Michal Hracho, Eva Valterová

Doctoral Degree Programme (3), FEEC BUT E-mail: hracho@feec.vutbr.cz

Supervised by: Radim Kolář

E-mail: kolarr@feec.vutbr.cz

Abstract: This paper proposes a simple and undemanding method to highlight or accentuate spontaneous venous pulsations that can be utilized as a feature for both possible future and already present occurrence of glaucoma. The method uses retinal video sequences acquired via fundus video-ophthalmoscope from patients with various degrees of glaucoma progression as well as healthy individuals.

Keywords: Spontaneous venous pulsations, image processing, retinal video sequences

1 ÚVOD

The detection of retinal fundus data in video format as opposed to static image has been relatively new concept. As such it bears all the usual drawbacks of the transition from static form of data to the dynamic. In order to effectively measure information in the temporal domain of dynamic data, a high resolution is required. This in turn results in deficiencies of light in the video sequences, which can be alleviated by giving up on some of the regular features of static retinal images. Such features include high spatial resolution, color information, dynamic contrast and SNR. Another issue would be the fact that a video sequence may be several seconds long, which would hinder possible visual evaluations. Therefore, it is desirable to develop a method for visualizing select features for helping with quick assessment both visually as well as a precursor for future processing.

This paper proposes a simple method for visualizing spontaneous venous pulsations (SVP) present on retina from a video sequence acquired using experimental ophthalmoscope from [2]. The spontaneous venous pulsations (SVP) are a promising feature for simple glaucoma diagnosis and possible preventative glaucoma occurrence indicator. [1]

The outputs produced by this method may be used as a form of quick visual analysis as well as a data map of spontaneous venous pulsations (SVP) occurrences.

2 DATA

The data used are frame-by-frame video sequences of retina centered around optical disc gathered from 74 patients with, among other pathologies, various levels of glaucoma progression.

Data properties are as follows:

- Lossless MJPEG encoding
- Resolution and framerate: 1000×770 px, 25 fps
- Color coding: 8-bit grayscale
- Duration: 10.16 sec

• FOV: 20°×15°

2.1 PREPROCESSING

Image registration algorithm described in [2] was used to eliminate fast, spontaneous eye movements and to center the image on the optical disc. To remove remaining saccadic movements a temporal median filter was used; median filter of window size 9 - a balance between filtering effectiveness and half of the value of heart rate frequency in corresponding frames. Next, to eliminate general noise a spatial weighted-mean form of low-pass filter was used.

A frame of preprocessed sequence is shown in Fig. 1:



Figure 1: An image of a frame of input data

3 METHODS

The method is based upon detection of temporal and spatial changes of brightness in the video sequences. Therefore, it is very desirable to eliminate all forms and sources of movement and changes in the sequence that do not correspond to the spontaneous venous pulsations. One of the ways would be to remove all temporal frequencies that are not involved in forming the SVPs. Thus, a zero-ing of non-heart rate physiological frequencies in the temporal spectrum of the video sequence is performed. This method proved to be fast and effective way of removing much of the useless movement and brightness changes.

The movement and brightness difference detection is performed via 3D convolution of the whole sequence stack with a specifically designed form of 3D Sobel mask. The mask is a result of convolution of three 1D short signals for filtering and differentiating; obtained as follows: A 1D Gaussian curve of length 9 is generated to serve as a form of low pass filter. Next, a longer 1D Gaussian curve is produced, its middle value zero-ed and its second half inverted. The equation 1 shows this process:

$$M_t = h_t * (h_x * h_x^T) \tag{1}$$

where M_t denotes resulting 3D mask, natively oriented in the time direction, h_x corresponds to a 1D Gaussian, h_t corresponds to 1D difference curve, which is oriented (transposed) into third dimension.

Resulting mask is illustrated in Fig. 2 and 3:



0,00	0,01	0,01	0,02	0,02	0,02	0,01	0,01	0,00
0,02	0,04	0,07	0,11	0,12	0,11	0,07	0,04	0,02
0,06	0,15	0,29	0,42	0,47	0,42	0,29	0,15	0,06
0,20	0,47	0,88	1,28	1,45	1,28	0,88	0,47	0,20
0,47	1,13	2,12	3,08	3,49	3,08	2,12	1,13	0,47
0,88	2,12	3,95	5,75	6,51	5,75	3,95	2,12	0,88
1,28	3,08	5,75	8,37	9,48	8,37	5,75	3,08	1,28
0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00
-1,28	-3,08	-5,75	-8,37	-9,48	-8,37	-5,75	-3,08	-1,28
-0,88	-2,12	-3,95	-5,75	-6,51	-5,75	-3,95	-2,12	-0,88
-0,47	-1,13	-2,12	-3,08	-3,49	-3,08	-2,12	-1,13	-0,47
-0,20	-0,47	-0,88	-1,28	-1,45	-1,28	-0,88	-0,47	-0,20
-0,06	-0,15	-0,29	-0,42	-0,47	-0,42	-0,29	-0,15	-0,06
-0,02	-0,04	-0,07	-0,11	-0,12	-0,11	-0,07	-0,04	-0,02
0,00	-0,01	-0,01	-0,02	-0,02	-0,02	-0,01	-0,01	0,00

Figure 3: A single slice through the difference mask

Figure 2: Visualization of the difference mask

This mask is used as a Sobel mask, separately oriented in each of the three dimension and convolved with the input video sequence.

$$D_t = M_t * V; \quad D_x = (M)_{t \to x}^T * V; \quad D_y = (M)_{t \to y}^T * V$$
 (2)

Where D_t , D_x , D_y denotes resulting difference matrix in the time, x-spatial, y-spatial domain respectively, M_t denotes difference mask oriented in time direction, V denotes the input video sequence, $(M)_{t\to x}^T$ implies transposition from time orientation to x orientation (vertical)

The border effects of the convolutions are corrected by repeating the border pixel values and disposing of the processed values beyond borders after the convolution.

The process produces three distinct video matrices, each indicate a measure of changes for each pixel and to lesser extent in its neighborhood for each of the three dimensions of the video sequence. Since the differential character of the Sobel-like mask produces anisotropic data, each of the resulting difference matrixes are subjected to pixel-by-pixel absolute value operator.

Non-directional spatial difference matrix is obtained using Euclidean metric:

$$D_{p} = \sqrt{D_{x}^{2} + D_{y}^{2}}$$
(3)

4 RESULTS

The results of this process are spatial and temporal 3D matrices of difference of brightness formed as a video whose pixels containing high values correspond to the regions where brightness changes in the original video sequence occur. Since we have spatial and temporal brightness changes contained in different matrices, we can use this information separately.

The form and format of this publication disallows us to show the resulting matrices in form of video and thus, the results are shown as slices of the matrices as images.

An example of the video can be seen in Difference matrix on G-drive.





Figure 4: A slice of temporal matrix in time of a pulse

Figure 5: A slice of temporal matrix in time between pulses



Figure 6: A slice of spatial matrix


Figure 7: Pseudocolored combination of slices from spatial and temporal matrices, with vessel outlines (detected using [3]) shows movement occurring on the edges of some vessels. Temporal matrix is illustrated in shades of yellow and spatial in shades of magenta.

5 CONCLUSION

A quick, computationally undemanding method for evaluating and visualizing movements and brightness changes was proposed in this paper. The images from resulting video sequences are shown above. In the images, a high response can be found especially on boundaries of some vessels. This is the direct result of the vessels' movement. As was stated before, the form of this paper prevents showing the true results, which are in form of videos. The resulting images may be, besides visualizations, also used as a maps of activities for further processing.

REFERENCES

- [1] MORGAN, William H., et al. Retinal venous pulsation in glaucoma and glaucoma suspects. *Ophthalmology*, 2004, 111(8):1489-1494.
- [2] KOLAR, Radim, et al. Registration of retinal sequences from new video-ophthalmoscopic camera. *Biomedical engineering online*, 2016, 15(1):57.
- [3] ODSTRCILIK, J., et al. Classification-based blood vessel segmentation in retinal images. In: Computational Vision and Medical Image Processing V: Proceedings of the 5th Eccomas Thematic Conference on Computational Vision and Medical Image Processing (VipIMAGE 2015, Tenerife, Spain, October 19-21, 2015). CRC Press, 2015. pp. 95-100.

COMPARISON OF MANUAL AND AUTOMATIC DETEC-TION OF MUSCLE ACTIVATION MOMENTS

Veronika Svozilová

Doctoral Degree Programme (4.year), FEEC BUT E-mail: svozilova@feec.vutbr.cz

Supervised by: Jiří Kozumplík

E-mail: kozumplik@feec.vutbr.cz

Abstract: Detection of muscle activation moments is very important characteristic of human mobility. Muscle activation is used to describe how muscles work during some action. There are differences between muscle activation of healthy people and people suffering from neurodegenerative diseases or musculoskeletal disorders. The aim of this article is to compare results from manual and automatic detection of muscle activation moments from which driver reaction time is estimated. The main interest of this work is to find out if reaction time of healthy people differs from reaction time of people suffering by Parkinson disease.

1 INTRODUCTION

Reaction time of driver is one of the main characteristic of driver behavior and serves to traffic experts during investigation of traffic accidents. Driver reaction time describes driver behavior during braking, i.e for how long the driver responds by braking on a subject in his field of vision. Therefore, experts have been investigating the reaction time last twenty years, i.e how to measure reaction time, how to determine reaction time exactly, etc. Recent studies refer about acquisition of driver biosignals as a tool of traffic analysis, particularly about ECG, EEG and EMG [1], [2], [3], [4], [5].

There are two possible division of reaction time (mentioned below **Figure 1**). Older and less precise division of reaction is introduced firstly (the orange section). According to this division, reaction time consists of three parts, i.e visual, psychical and movement reaction time. Visual reaction time is bounded by moment of ToN (the object appears in the driver's field of vision) and moment of TF (driver fixates this object). Psychical reaction time starts at the moment of TF and ends at the moment of TA (moment when right lower limb releases accelerator). Movement reaction time is bounded by moment of TA and TB (moment of the first touch between right lower limb and brake pedal). How over twenty years of experience have shown this division of reaction time and values of its parts are inconclusive. Therefore, the alternative division of reaction time was created (blue section). According to this division, reaction time consists of three parts too, i.e visual reaction time, time needed to decision (TD) and muscle response time (MRT). Visual reaction time is bounded by TON and TF. too. Time needed to decision starts at the moment of TF and ends at the moment of TEMG (moment of muscle activation). Muscle response time is bounded by TEMG and moment of TEMG (moment of muscle activation). Muscle response time is bounded by TEMG and



Figure 1: Two divisions of driver reaction time.

Acquisition of EMG signal from right lower limb can serve to more accurate determination of muscle response time, i.e to determine the entire reaction time.

The more accurate determination of reaction time could serve to improve traffic analysis and to assess what affects the duration of reaction time. This article is focused on muscle response time (as a part of entire driver reaction time) determination of healthy drivers and drivers suffering by Parkinson disease to find out how this neurodegenerative disorder affects driver behavior, i.e driver reaction time and its parts. But the main aim of this article is to introduce automatic detection based on pre-processing EMG signal by *Empirical Mode decomposition* and threshold setting.

2 METHODS AND DATA

Wireless device Cometa was used to acquire EMG signals from three muscles of right lower limb, i.e tibialis anterior, peroneus longus and triceps surae. Placement of electrodes is introduced below (**Figure 2**). Electrodes were placed in accordance with SENIAM standard [7].



Figure 2: Electrodes' placement.

2.1 ACQUIRED DATASET

Two groups of drivers were involved into our experiments, i.e group of healthy people and group of people suffering from Parkinson disease. Drivers took a 15-minute ride on the simulator and EMG signals from tibialis anterior, peroneus longus and triceps surae were acquired to determine their muscle response time. During riding, drivers had to brake every time an obstacle appeared in their field of vision (e.g. deer, pedestrian).

Final dataset contains 85 muscle response time values for healthy drivers and 60 muscle response time values of drivers suffering from Parkinson disease. Half of drivers suffering from Parkinson disease had normal cognition, the rest had cognitive impairment (mild or severe cognitive impairment). The initial number of drivers in both groups was 10.

2.2 EMPIRICAL MODE DECOMPOSITION (EMD)

Empirical Mode Decomposition is a method serving to processing of non-stationary signals and result of this method is a decomposition of signal into its intrinsic functions. Intrinsic functions have to fulfill two main conditions [8].

First condition is about number of extremes and zero passes. Number of extremes should be the same as a number of zero passes (or should differ by one). Second condition states that an average estimated from envelopes of local maxima and minima is zero (or very close to zero) at every time moment. Found intrinsic function of signal is one-component signal with zero mean value [9].

Firstly, envelopes for signal maxima and minima are estimated by cubic splines. Average signal calculated from these two envelopes can be defined as m_1 . Calculated average signal is subtracted from the original signal and new component h_1 is the result of this step:

$$h_1 = X(t) - m_1. (1)$$

For the currently found component h_1 two envelopes of maxima and minima are estimated again by cubic splines. Average signal is calculated between these two envelopes and is defined as m_{11} . In the next step, the average signal is subtracted from component h_1 . Result of this last step is component h_{11} :

$$h_{11} = h_1 - m_{11}. \tag{2}$$

This process is repeated until the standard deviation for two consecutive components $h_{1(k-1)}$ and h_{1k} exceeds the set threshold (average signal m_{1k} should be zero or very close to zero):

$$SD = \sum_{t=0}^{T} \left[\frac{\left| h_{1(k-1)}(t) - h_{1k}(t) \right|^2}{h_{1(k-1)}^2(t)} \right]$$
(3)

If condition represented in equation (3) is fulfilled component h_{1k} is stated as first intrinsic function c_1 of the original signal:

$$h_{1k} = h_{1(k-1)} - m_{1k}$$

$$c_1 = h_{1k}.$$
(4)

Next intrinsic function is performed similarly. First intrinsic function c_1 is subtracted from the original signal and new found component r_1 is stated:

$$r_1 = X(t) - c_1. (5)$$

The entire process described above is repeated until the standard deviation threshold is fulfilled according to equation (3). Mathematical definitions and equations come from studies [9], [10], [11].

2.3 DETECTION OF MUSCLE ACTIVATION MOMENTS

Acquired EMG signals from all investigated muscles were given to an expert who marked moments of muscle activation manually. Simultaneously, own algorithm of EMD method was created and applied to the same EMG signals to pre-process them. First intrinsic functions of EMG signals were used for automatic detection of muscle activation moments and threshold was set depending on the standard deviation of the first intrinsic function baseline (i.e five times the standard deviation). Example of detections of EMG signal coming from m. tibialis anterior is shown in **Figure 3**.



Figure 3: Manual/automatic detected moments of muscle activation.

2.4 STATISTICAL COMPARISON OF MANUAL AND AUTOMATIC DETECTION

Muscle response times of all three muscles, based on detected moments of muscle activation and moment of first touch between brake pedal and right lower limb, were performed to compare manual and automatic detection. Within the transport connoisseurship, there are no reference values of MRT, therefore results of both type of detection were compared using descriptive statistics.



Figure 4: Box plots of MRT' values for all three muscles (maximum, minimum, quartiles and mean value).

In **Figure 4** box plots of MRT' values for all investigated muscles are shown. It turns out for both driver groups, tibialis anterior is the first muscle involved into braking because of the highest mean value of MRT. For the future work this fact is very important because EMG signal acquired only from m. tibialis anterior should be enough for accurate determination of entire reaction time.

Values of MRTs obtained from both detection approaches are very similar. Despite the fact that raw EMG signals were distorted by noise, expert marking moments of muscle activation had no significant problem with manual detection and results are similar.

The most important conclusion of this experiment is that MRT values for all investigated muscles are higher for drivers suffering by Parkinson disease. Therefore, it can be stated that entire reaction time is longer for drivers suffering by Parkinson disease. In **Table 1** the overview of statistic parameters of MRT values are introduced.

		MRT tibialis	anterior [s]		MRT peroneus longus [s]				MRT triceps surae [s]				
	NON-PD M	NON-PD E	PD M	PD E	NON-PD M	NON-PD E	PD M	PD E	NON-PD M	NON-PD E	PD M	PD E	
Mean	0,24742	0,24112	0,28333	0,3126	0,2229	0,19743	0,22858	0,24338	0,17439	0,15361	0,27575	0,18326	
SD	0,08577	0,10326	0,10528	0,09774	0,10734	0,10532	0,17908	0,14691	0,09839	0,10506	0,10941	0,1387	
Min	0,1035	0,0755	0,04	0,078	0,026	0,0025	-0,085	-0,143	-0,1155	-0,114	0,052	-0,1625	
01	0,1988	0,16775	0,2165	0,26012	0,15862	0,11325	0,056	0,162	0,10087	0,08175	0,207	0,092	
Median	0,2335	0,23325	0,288	0,30275	0,21675	0,1955	0,2645	0,2685	0,17	0,13025	0,251	0,1985	
03	0,28262	0,28275	0,36375	0,38712	0,27125	0,27237	0,34	0,344875	0,23125	0,20375	0,3285	0,2825	
Max	0,6285	0,6805	0,4805	0,543	0,6385	0,4895	0,708	0,503	0,5985	0,474	0,725	0,6395	

Table 1: Main statistic parameters of MRT values.

3 CONCLUSION

Because of importance of traffic accident analysis, driver behavior and its characteristics are measured and investigated by new technologies and approaches. For this purpose, our experiment was performed too. In our case, it was examined whether neurodegenerative disorder (Parkinson disease) could affect the duration of driver reaction time. Especially, this work was focused on detection of muscle activation moments of three right lower limb muscles. It turns out that results from manual and automatic detection based on EMD are very similar, but manual detection is more intuitive and time-consuming.

ACKNOWLEDGEMENT

This research was drafted within the scope of the specific university research named "Driver behavior analysis with selected neurological disease" (No. FEKT/STI/ÚSI-J-18-5555) performed by the Brno University of Technology, grantor: Ministry of Education, Youth and Sports.

REFERENCES

- [1] PFLEGER, E. et JECHLINGER, C. Disclosure of the Differences in the Navigation and Viewing Behaviour at day and Night with viewpoint system Viewing Analysis based on real Examples. In : *Proceedings of 2010 EVU Congress*. 2010. p. 59-66.
- [2] PFLEGER, E. et HOHENBUECHLER, M. Viewing analyses of riders of electrically powered bicycles and segways in conflicts with other road users. *VERKEHRSUNFALL UND FA-HRZEUGTECHNIK*, 2012, vol. 50, no 4.
- [3] EOH, Hong J., CHUNG, Min K., et KIM, Seong-Han. Electroencephalographic study of drowsiness in simulated driving with sleep deprivation. *International Journal of Industrial Ergonomics*, 2005, vol. 35, no 4, p. 307-320.doi: 10.1016/j.eswa.2007.12.043
- [4] KATSIS, C. D., NTOUVAS, N. E., BAFAS, C. G., *et al*. Assessment of muscle fatigue during driving using surface EMG. In : *Proceedings of the IASTED international conference on biomedical engineering*. 2004. doi: 10.2316/Journal.216.2004.2.417-112
- [5] MCGEHEE, Daniel V. et CARSTEN, Oliver MJ. Perception and biodynamics in unalerted precrash response. In : *Annals of Advances in Automotive Medicine/Annual Scientific Conference*. Association for the Advancement of Automotive Medicine, 2010. p. 315.
- [6] BRADÁČ, A. Soudní inženýrství. Brno: Akademické nakladatelství CERM. 1999. ISBN 80-7204-057-X.
- [7] HERMENS, Hermie J., FRERIKS, Bart, MERLETTI, Roberto, *et al.* European recommendations for surface electromyography. *Roessingh research and development*, 1999, vol. 8, no 2, p. 13-54. ISBN 90-75452-15-2
- [8] LEE, Junghoon, KO, Hyunchul, LEE, Seunghwan, *et al*. Detection technique of muscle activation intervals for sEMG signals based on the Empirical Mode Decomposition. In : 2009

Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society. IEEE, 2009. p. 336-339. doi: 10.1109/IEMBS.2009.5333209

- [9] HUANG, Norden E., SHEN, Zheng, LONG, Steven R., et al. The empirical mode decomposition and the Hilbert spectrum for nonlinear and non-stationary time series analysis. Proceedings of the Royal Society of London. Series A: Mathematical, Physical and Engineering Sciences, 1998, vol. 454, no 1971, p. 903-995. doi: 10.1098/rspa.1998.0193
- [10] YEH, Jia-Rong, SHIEH, Jiann-Shing, et HUANG, Norden E. Complementary ensemble empirical mode decomposition: A novel noise enhanced data analysis method. Advances in adaptive data analysis, 2010, vol. 2, no 02, p. 135-156. doi: 10.1142/S1793536910000422
- [11] WANG, Yung-Hung, YEH, Chien-Hung, YOUNG, Hsu-Wen Vincent, et al. On the computational complexity of the empirical mode decomposition algorithm. *Physica A: Statistical Mechanics and its Applications*, 2014, vol. 400, p. 159-167. doi: 10.1016/j.physa.2014.01.020

Doktorské projekty

Elektronika a komunikace

DEVICE FOR AUTOMATIC TESTING OF ULTRASONIC GAS LEAK DETECTOR

Petr Skryja

Doctoral Degree Programme (1), FEEC BUT E-mail: xskryj01@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Otakar Wilfert

E-mail: wilfert@feec.vutbr.cz

Abstract: In this paper a device for automatic testing of the gas leak detector is presented. The device allows testing product which is an embedded device that is improved during a development. This requires testing the product after each implementation of a new feature, as there may be situations where this implementation will stop some part of the product from being functional. For realization mini PC Beaglebone Black was used and software architecture of this device is introduced. The presented device is able to do automatic testing that is more accurate and faster than human testing.

Keywords: testing device, automatic testing, Beaglebone Black, software architecture

1 INTRODUCTION

When developing a new product, it requires more people to cooperate on its firmware. Each team member is responsible for his / her part of a code. The working procedure is such that the product is programmed with the basic functionality, which then develops to the final state. This approach to effective team collaboration on complex products is called Scrum. In order for developers to work on such a project, they use version control systems such as GIT or SVN. When creating a new firmware version, the product should be subjected to a series of tests to prove that the product's existing features is not stopped being functional by the newly created part of the code. A series of tests can be performed by a person, which can be a time-consuming task where human can introduces error. For this purpose a device that can provide series of tests automatically and clearly display occurred errors is good to use. In this paper the device for automatic testing of ultrasound gas leak detector will be introduced. The first part of this paper introduces the detector and hardware solution of the device for automatic testing. Then software architecture and graphic user interface (GUI) application for test controlling are presented. Finally, the principle of writing tests is described.

2 TESTING OF ULTRASOUND GAS LEAK DETECTOR (UGLD)

There are several parts that need to be tested on the UGLD. These parts are shown in Figure 1. The UGLD uses an acoustic sensor (piezoelectric microphone) to identify noise fluctuations that are imperceptible to human ear [1]. If the gas moves from a high pressure zone through a hole to a low pressure region, "hissing" is generated [2]. This " hissing " is a broad band noise, ranging in frequency from Hz to tens of MHz [3]. To indicate an alarm relays, a mA loop and an LED are used. The detector is able to communicate by using RS-485 interface or Bluetooth. Setting of the device is located in system data store (SDS) block. The functions of the detector must be met within the temperature range from -55°C to +75°C [4]. For testing it, temperature chamber, generator of gas leak, temperature sensors, RS-485 communicator, mA loop sensor, bluetooth, relays (for power on/off the detector and simulation of disconnected mA loop) and circuit for checking relays are required.

For realization of the testing device development board Beaglebone Black was selected, because of GPIO pins number, USB port, UARTs peripherals and ADC that are on board. This development board is extended by board with DAC which is implemented by microcontroller STM32F051K6T6 and serves to generate/simulate signal of the gas leak.



Figure 1: Block scheme of ultrasonic gas leak detector

In Figure 2 block scheme of workplace for testing is shown. Testing is controlled from PC which is connected to Beaglebone black via USB/UART converter and provides energy for this device. For powering the detector a power supply of 24V is used. For communication with detector RS-485 and Bluetooth is presented. Tests require two sensors to measure temperature of the chamber and temperature of the detector. A physic realization is shown in Figure 3.



Figure 2: Block scheme of device for testing



Figure 3: Development board Beaglebone Black and extension board

2.1 SOFTWARE ARCHITECTURE

The software architecture shown in Figure 4 was designed for the testing device. Each segment uses FP2 protocol for communication. The tests are controlled from PC by using GUI application. To control Beaglebone Black, there is BBB drivers block. It allows working with USB, UARTs, GPIO pins, ADC and timers of the development board. UGLD drivers support to control peripherals that are required for detector tests. For example, it is power supply controller or Real Time Clock (RTC) driver. Running, stopping and forwarding test information is done by a Test manager block. It uses test cases which are located in Test buffer. To generate the necessary signals DAC driver in STM32F051K6 is presented. For completeness, there is also a general detector software architecture consist of UGLD software and block for FP2 communication. This realization of architecture allows switch to testing another type of product. This is achieved by changing product drivers block (UGLD drivers) and possibly modifying the extension board. Communication, tests control and basic drivers for development board remain the same and thus form a fixed core.



Figure 4: Software architecture of the testing device

2.2 GUI APPLICATION FOR TEST CONTROLLING

In Figure 5 there is graphic user interface application that allows controlling the device for testing. A user can select only tests which need to be done in "Available tests" section. Then by using "Start" button are the tests executed. A test progress is displayed in "Test information" section and information about success is passed in the form of a colored test name, green for passed and red for failed test. The test information can be stored or cleared by using buttons "Clear" or "Save". There is a possibility of prematurely ending tests with the help of a button "Stop". There is also a panel for selected tasks such as turning the detector power on / off.

🖳 Automated Test A	рр		
COM14 Power ON OFF MA loop ON OFF Signal generator Noise Test signal 1 Test signal 2 Stop gen	Connect Available tests mA loop force Relays NO/NC Relays latching Relays nonlatching LED SDS RTC main alarm test signal 1 test signal 2	Test information Start Relays NO/NC ID: 0x0001 Passed! Error(s): 0 Start Relays latching ID: 0x0002 ERROR RELAY_FAULT active ERROR RELAY_FAULT latching mode ERROR RELAY_ALARM2 latching mode Failed! Error(s): 4 Start Relays nonlatching ID: 0x0003 Passed! Error(s): 0 Start RTC ID: 0x0007 Actual UGL D UTC time: 1524487768 Set UGLD UTC time: 1524487769 Allowed time tolerance: 2 sec Passed! Error(s): 0	*
Start	Stop		Clear Save

Figure 5: GUI application for test controlling

When the GUI is run, names and IDs of tests are downloaded. The process of downloading is shown in Figure 6. The PC sent command "Get test list", test device acknowledge the packet and starts sending names and IDs of tests. End of the list is indicated by ID = 0xFFFF and test name "End". After that the names of available tests will be displayed.



Figure 6: Downloading of test list

There are examples of communication in Figure 7 when a test is run and when a test is stopped. On the left picture packet with command "Run test, ID 0" is sent by PC. The testing device acknowledges the packet and starts the test. During the test execution there can be sent test information packets which the PC acknowledges. Finally, a packet with "End of test" and number of error message is sent. After acknowledge the PC runs next test. On the right picture there is a situation when a test is run but a user wants to stop the test. For that a packet with command "Stop test" is sent. This packet is not acknowledged. The acknowledgment is done like send a packet "End of test" with number of errors = 0xFFFFFFF that is an indicator of force stop.



Figure 7: Example of communication when the test is run (on the left) and when the test is stopped (on the right)

2.3 CREATING TEST CASE

Test case is created as function in C language which is located in Beaglebone Black Test buffer block. It is written into function that has 32-bit unsigned return value which represents number of errors. In this function UGLD drivers should be used for detector and Beaglebone Black controlling. An error is detected using if(...) condition. When error is detected a message will be sent using a function of the test manager block. For delay instruction there is a macro that realizes the delay and at the same time reads serial line from PC to check request for force stop command.

3 CONCLUSION

In this paper a device for automatic testing was presented. The device consists of development board Beaglebone Black, extension board and PC for test control and was designed for testing an ultrasonic gas leak detector. The proposed software architecture can be adapted and used for testing of another product. In last subsections GUI application for test controlling, principle of communication and creation of new tests were introduced. Possible improvement of the testing device would be to move the tests to a computer and use the development kit only to control GPIO pins and signal measurement. This would allow writing tests directly on PC, which can be much more convenient. Another option would be to use the development board as a server that would allow controlling the tests through an Internet browser. Therefore, there would be no GUI applications on a PC, and testing could be done from a mobile phone, for example.

ACKNOWLEDGEMENT

The research was financially supported by the FEKT-S-17-4707.

REFERENCES

- [1] Honeywell. *GasBook* [online]. 2013 [cit. 11. 11. 2017]. Dostupné z URL: https://www.honeywellanalytics.com/~/media/honeywell-analytics/ documents/english/11296_gas book_v5_0413_lr_en.pdf?la=en-gb>.
- [2] ULTRASONIC GAS LEAK DETECTION TECHNOLOGY [online]. Gassonic [cit. 11. 11. 2017]. Dostupné z URL: http://www.gassonic.com/technology/the_technology/>.
- [3] About Ultrasonic Gas Leak Detectors [online]. Emerson, c2017 [cit. 11. 11. 2017]. Dostupné z URL: http://www.emerson.com/en-us/automation/measurement-instrumentation/flame-gas-detection/about-ultrasonic-gas-leak-detectors>.
- [4] SKRYJA, Petr. Automatické testování detektoru úniku plynu. Brno, 2018, 71 s. Diplomová práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav radioelektroniky. Vedoucí práce: Ing. Marek Novák.

THE OPTIMISATION OF LARGE SCALE LOGICAL CIRCUITS

Pavel Seda

Doctoral Degree Programme (1), FEEC BUT E-mail: xsedap01@feec.vutbr.cz

Supervised by: Jiri Hosek

Abstract: In the phase of designing the logical circuits, it is essential to minimise the number of elements because it leads to the more reliable, more secure, and cheaper solution. For the logical functions with less than 4 variables, the Karnaugh maps are suitable. However, in practice, we encounter usually a much more complex function, in those cases, we could apply Boolean algebra laws directly or use the Quine-McCluskey method, which is based on their systematic use. Unfortunately, this method does not usually provide a minimal form of logical function for really large scale logical functions, and in a result may be redundant expressions. For that reason, we show that we could apply an additional phase which leads to the set covering problem which needs to cover all the inputs by the obtained outputs. Since this problem is \mathcal{NP} -hard, it is necessary to use heuristic methods, such as simulated annealing.

Keywords: logic circuits, minimisation, set covering problem, simulated annealing

1 INTRODUCTION

It is known from the uniting theorem of Boolean algebra that a disjunction of two logical conjunctions with the same variables and differing in one of them in a complementary occurrence can be simplified to their common part. Here, distributive law, complement law and neutrality law were applied.

For example $\bar{a}\bar{b}cd + \bar{a}\bar{b}\bar{c}d = \bar{a}\bar{b}d(c+\bar{c}) = \bar{a}\bar{b}d\cdot 1 = \bar{a}\bar{b}d$.

For functions with a greater number of expressions, we can also use the idempotence law x + x = x, and therefore to use any expression as many times as it enables to simplify one of the other expressions. This is used in Karnaugh maps when some of the expressions are assigned to several groups.

Example 1. Minimise the following logical function

$$f = \bar{a}\bar{b} + abd + (\bar{b}cd \text{ or } acd).$$

Denote the conjunctions in f as follows:

$1 \rightarrow \bar{a}\bar{b}\bar{c}\bar{d}$	$4 ightarrow ar{a}ar{b}cd$	$6 \rightarrow abcd$ (1))
$2 \rightarrow \bar{a}\bar{b}c\bar{d}$	$5 ightarrow aar{b}cd$	$7 ightarrow abar{c}d$	
$3 \rightarrow \bar{a}\bar{b}\bar{c}d$			

Since we have only four variables, we can easily solve the example using the Karnaugh map [1]. By the previous denotations, expressions are placed in positions as in Fig. 1.

These expressions are represented in the Karnaugh map by one.

If we denote groups of neighbouring expressions in Fig. 2 and simplify them in common parts, we get the following minimum form of the f function:

$$f_{1min} = \bar{a}\bar{b} + abc + \bar{b}cd. \tag{2}$$





Figure 1: Positions of expressions.



The third expression in Eq. (2) was obtained by grouping 1 in the 2nd row and the 3rd column with the left-handed neighbour.

However, we can group this 1 with the lower neighbour and get another, just as good solution by Eq. (3).

$$f_{2min} = \bar{a}\bar{b} + abc + acd. \tag{3}$$

 (\mathbf{n})

 \triangle

1.1 QUINE-MCCLUSKEY METHOD

As already mentioned, this graphical approach is only applicable to logic functions with 2, 3, or 4 variables, and for a larger number of variables it is necessary to use, e.g., the Quine-McCluskey method.

Its principle is as follows:

(0)

- 1. Conjunctions of a given logical function are divided into groups such that expressions with the same number of negations are in the same group.
- 2. All pairs of conjunctions from neighbouring groups (i.e. groups whose number of negations differ by one) are compared.
- 3. If the uniting theorem may be applied, then these expressions are removed and a common part is carried to the next iteration.
- 4. If the number of expressions in the new iteration is nonzero, then steps 2-4 are repeated, otherwise the algorithm finishes [2].

Now, we will apply this method to the same example and compare the results. Expressions, that will be replaced by a simpler form, will be written in parentheses. The final result will then be given by the disjunction of all expressions without parentheses.

	(1)	(2)
abcd	acd, abc	acd,abc
$aar{b}cd,abcar{d}$	$\bar{b}cd$	$ar{b}cd$
$\bar{a}\bar{b}cd$	$(ar{a}ar{b}c),(ar{a}ar{b}d)$	$(ar{a}ar{b}c), (ar{a}ar{b}d)$
$\bar{a}\bar{b}car{d},ar{a}ar{b}ar{c}d$	$(ar{a}ar{b}ar{d}), (ar{a}ar{b}ar{c})$	$(ar{a}ar{b}ar{d}), (ar{a}ar{b}ar{c})$
ābcd		

(1)

Summarising all the expressions that have not been replaced by simpler ones, we get the following result:

$$f_{3min} = acd + abd + \bar{b}cd + \bar{a}\bar{b}.$$
(4)

Obviously, the expressions in the result f_{3min} are the union of the expressions in f_{1min} and f_{2min} , and thus f_{3min} is not minimal.

Since the output expressions in the result f_{3min} are derived from the input expressions of the given logical function f, only such a set of output expressions must be left to provide a link to all inputs.

The output has a connection to the input if it is a part of it, i. e. the output was simplified from the input. In Table I these connections are specified.

	input1	input2	input3	input4	input5	input6	input7
outputs	ābcā	ābcd	$\bar{a}\bar{b}\bar{c}d$	$\bar{a}\bar{b}cd$	abcd	abcd	abēd
āb	1	1	1	1	0	0	0
$\bar{b}cd$	0	0	0	1	1	0	0
acd	0	0	0	0	1	1	0
abc	0	0	0	0	0	1	1

Table 1: Quine-McCluskey method

Since columns 1, 2, 3 and 7 contain value 1 only once, the corresponding outputs in lines cannot be omitted. That means the 1st and the 4th output must be in the result. These two outputs are linked to all inputs except for the 5th input. Therefore, the 2nd or the 3rd output must be added to complete the cover.

2 RELATED WORK

In the previous sections, we have shown that the minimisation of logical functions using the Quine-McCluskey method requires a post-processing phase based on solving the Set Covering Problem (SCP).

This problem has a wide area of applications, e.g., minimisation of service centres networks (schools, hospitals, financial offices, \dots) to guarantee that each user of this service has at least one centre in a reachable distance, which is defined by a threshold value.

But what is substantial, is the fact that the problem has a complexity of $O(2^m)$, which expresses the number of possible combinations of *m* outputs among them we select to complete the cover. For large instances it needs heuristic methods. In [3] a new modification of genetic algorithm was proposed, which improves [4]. However, we also need the SCP model, because it is important for the problem representation.

3 MINIMISATION USING SET COVERING PROBLEM AND MEASUREMENTS

3.1 MODEL FOR SET COVERING PROBLEM

The corresponding mathematical model is as follows [3,5]:

Minimise

$$z = \sum_{i=1}^{m} w_i x_i \tag{5}$$

subject to

$$\sum_{i=1}^{m} a_{ij} x_i \ge 1, j = 1, \dots, n$$
(6)

$$x_i \in \{0,1\}, i = 1, \dots, m.$$
 (7)

 x_i is the output in the logical circuits, if $x_i=1$ then the output is in the solution and if otherwise then not. $a_{ij} = 1$ means that output x_i covers input *j*. w_i represents the weights of logical expressions, e.g., the number of negations. Due to minimisation, the smaller these numbers are, the smaller the coefficients must be. From this point of view f_{2min} would be better than f_{1min} .

Here, we use the simulated annealing (SA) technique, which is based on simulating the cooling of a material in a heat bath - a process known as annealing. Outputs, among them is necessary to select, are represented by a binary string. To avoid infeasible solutions when a neighbour is generated, a repair operator must be applied.

Algorithm 1 Repair Operator in SCP for minimisation of output set to reach a valid solution.

Input: $OUT = \{1, \dots, m\}$ = the set of all outputs (rows); $IN = \{1, \dots, n\}$ = the set of all inputs (columns); OUTS = the set of outputs in a solution; UIN = the set of uncovered inputs; w_i = the number of outputs that cover input $j, j \in IN$ in OUT; $\alpha_i \{i \in OUT | a_{ij} = 1\}$ = the set of outputs that cover input $j, j \in IN$; $\beta_i = \{j \in IN | a_{ij} = 1\}$ = the set of inputs that are covered by outputs *i*, $i \in OUT;$ procedure REPAIROUTPUTSET() initialize $w_i = |OUT \cap \alpha_i|, \forall j \in IN;$ initialize $UIN = \{j | w_i = 0, \forall j \in IN\};$ for all inputs *j* in UIN do 4: find the first output *i* in α_i that minimises 1 / $|UIN \cap \beta_i|$; $OUTS \leftarrow OUTS + i;$ $w_i \leftarrow w_i + 1, \forall j \in \beta_i;$ 8: $UIN \leftarrow UIN - \beta_i;$ end for for all output i in OUTS do 12: if $w_i \ge 2, \forall_i \in \beta_i$ then $OUTS \leftarrow OUTS - i;$ $w_i \leftarrow w_j - 1, \forall_j \in \beta_i;$ end if end for 16: end procedure \triangleright {The set of outputs is now a feasible solution without redundant outputs}

3.2 SIMULATIONS

In this paper, the simulated were provided against benchmark datasets from OR-Library [6]. The algorithm of SA was chosen to minimise the given matrices of inputs and outputs (representing the logical circuit).

The parameters for SA were set as follows: (i) init temperature 10000.0, (ii) final temperature 1, and (iii) cooling rate of 0.999.

The two benchmark datasets were used from OR-Library, the first was initially described by 23 elements inside and thanks to our optimisation it was reduced to 6 logical elements. The process of minimisation using the SA algorithm is plotted in Fig. 3.



Figure 3: The logical circuit with initially 23 elements reduced to 6.

Figure 4: The logical circuit with initially 200 elements reduced to 110.

The second simulation was against dataset with 200 outputs and 2000 inputs, which was minimised to 110 outputs. It is shown in Fig. 4.

4 CONCLUSION

In this paper, we introduced a model for the minimisation of logical functions. We showed that the general version of the problem with many variables solved by the Quine-McCluskey method needed a post-processing procedure. This second phase computation corresponds to the SCP problem, which is $\mathcal{N}(\mathcal{P}$ -hard with a complexity of $O(2^m)$ and, thus, in order to solve larger instances, arbitrary meta-heuristics must be used. We propose a simulated annealing technique based on binary string representation and a repair operator. The model is validated on a standard OR-library benchmark dataset and with presented parameter settings give sub-optimal in very short times.

REFERENCES

- [1] G. Epstein, Multiple-valued logic design: an introduction. Routledge, 2017.
- [2] X. Huang, N. Wu, and X. Zhang, "Quine-mccluskey repair technique for evolutionary design of combinational logic circuits," in *Proc. International MultiConference of Engineers and Computer Scientists 2015*, pp. 674–678, 2015.
- [3] P. Seda, M. Mark, K. Su, M. Seda, J. Hosek, and J. Leu, "The minimization of public facilities with enhanced genetic algorithms using war elimination," *IEEE Access*, vol. 7, pp. 9395–9405, 2019.
- [4] J. E. Beasley and P. C. Chu, "A genetic algorithm for the set covering problem," *European journal of operational research*, vol. 94, no. 2, pp. 392–404, 1996.
- [5] J. M. Lanza-Gutierrez, B. Crawford, R. Soto, N. Berrios, J. A. Gomez-Pulido, and F. Paredes, "Analyzing the effects of binarization techniques when solving the set covering problem through swarm optimization," *Expert Systems with Applications*, vol. 70, pp. 67–82, 2017.
- [6] J. E. Beasley, "Or-library: distributing test problems by electronic mail," *Journal of the operational research society*, vol. 41, no. 11, pp. 1069–1072, 1990.

SERIAL BUS UTILIZATION FOR SMART METERS IN HOME AREA NETWORK

Jan Slacik

Doctoral Degree Programme (3), FEEC BUT E-mail: jan.slacik@vutbr.cz

Supervised by: Petr Mlynek

E-mail: mlynek@feec.vutbr.cz

Abstract: This paper focuses on possibilities of using data from smart meters for home area network applications. Data communication between a smart meter and a consumer for home area network can be done directly witout dedicated communication channel for remote data acquisition. The serial interface can be used for user data readout, depending on the support of the meters. This paper demonstrates experimental measurements of RS-485 serial bus, with the main objective to find a comparison of different bus configurations and different distances. The main contribution is recommendation of the best RS-485 setup of resistors configuration for home area networks.

Keywords: smart grid, smart meter, RS-485, measurement, BER, home area network

1 INTRODUCTION

Smart grid is a term for systems and applications for real-time management of production and consumption of e.g. water, gas or electrical energy. In the case of electrical energy and smart metering, it is the smart electrical grid. Standard dedicated communication with smart meters is between the central station of the energy distributor (SCADA) and the smart meters (tens to hundreds of meters) in supply points through gateway (or data concentrator) located in the transformer station. On the other side, smart meter allows also communication to consumer via serial bus interface. The smart grid allows scheduled a smart meter readout every hour or less (every 15 minutes or 1 minute), but it is also possible to use this data for consumer. There are applications to monitor power consumption in a smart home system, where the consumer uses a measuring equipment with some inaccuracy ascompared woth the smart meter. Each of these systems is designed to reduce charges. From the energy distributor point of view, it is a significat problem to determine the optimal amount of energy needed to be delivered to the consumer, thus load forecasting. This issue is described in paper [1], where the artificial neural network is considered for smart meters data processing in AMI.

The smart grid idea has opened opportunities for the consumer and its own use of data directly within the home area network as it provides the same consumption data that is subsequently used for billing by the energy distributor. Using the data directly from the smart meter allows using the valuable energy which is generated at house before exporting the excess back to the grid. The selfconsumption, which is important e.g. to the solar energy user since the electricity sold back to the grid is only a fraction of its worth, and it is more economical to use that part of energy while it is still in the home area. Smart meter only cannot identify how much power the solar system is generating. The next step can be the use of an external monitoring system to manage the amount of energy generated by thesolar system from the total energy consumed. This area of consumer use of smart meter data is still in gradual evolution. For this type of application, basic requirements must be met to use and support the communication protocol standard: Two-way communication and simple communication interface. The highly supported interface is the RS-485 serial bus [2], which is the object of experimental measurements. Purpose of these measurements is to specify the basic requirements of error-free communication for consumer applications. Acquired results recommend appropriate configuration of the impedance matching RS-485 line for home are netwrok.

2 EXPERIMENTAL MEASUREMENT

The suitability verification of the RS-485 serial bus for use in smart meter readouts or other applications was verified and experimental measurements have been made that are based on IEC (ČSN EN) 62056-21 requirements [3]. The application protocol DLMC/COSEM [4], [5] is considered, the data format and amount of data used for testing was customized for the protocol.

2.1 MEASUREMENT SETUP

A workspace was created, whose aim was to enable serial communication over two lines. Using any eight-wire cable we can simultaneously operate e.g. the communication of four two-wire buses.



Fig. 1. Connection diagram of the workspace.

Fig. 1 shows the block diagram of workspace connections. The conception of the workspace allows real communication between a meter device (smart meter) and the consumer (own device). Because the master-slave principle is desirable, only one master unit and one slave unit appear in the network, which creates a point-to-point connection. Considering multiple slaves, it is possible to connect four two-wired slaves and one master to the start topology.

Typically, the reading device (consumer device) is always a master (in the case of the deployed DLMS/COSEM, the consumer equipment is in the client mode). Fig. 1 further shows the connection of the USB converter to the bus and the parallel connection of serial communication analyser Lineeye LE-2500. The line length of the analyser connection wires does not exceed 20 cm.

To create any line length as well as line type (cable type), the variable line tool kit (see Fig. 2a) was used. It allows connection of chosen cable type with RJ-45 connector. By switching on a pair of switches, the connected line length is connected to the bus line. There are seven pairs of the switches a-h according to Fig. 1. Each pair has two connectors RJ-45 for one additional length of line. The connectors at the edge of the kit are for connecting the receiver and transmitter units.



Fig. 2. Figure of the a) variable line tool kit, b) serial communication analyser LE-2500, c) RS-485 resistors.

Cable type

The cable type used for measurement was the standard network UTP cable by category 3. which contains four unshielded twisted pairs of wires. One pair of the cable always defines half-duplex communication lines of the RS-485 serial bus. In the example a signal ground wire can be additionally connected to a free wire within a single topology. This creates the correct serial line.

3 METHODOLOGY OF MEASUREMENTS AND RESULTS

Two series of measurement were provided. The first series show effect of the line length on electrical parameters of the transmitted data. The monitored variable is the voltage drop according to distance. Second series of measurements show Bit Error Rate (BER) under defined line length, baudrate and data format. BER is monitored according to resistors configuration on both sides of the line. On the transmission line of the RS-485 bus it is necessary to keep impedance of the communication devices equal to the line impedance. The solution is the termination resistance [6], which is connected between differential communication lines A and B in the immediate vicinity of the RS-485 driver. This araugement prevents reflections on the line from the end of line. Reflections are the reason of the worse quality of received data. The termination resistor is shown in Fig. 2c as TERM485. Fig. 2c also shows additional wiring of the bias resistors marked as BIAS485-1/2. These resistors defines technique fail-safe biasing, to drive all receiver outputs to the defined idle state of a logic high. The fail-safe biasing is solved by pull-up and pull-down resistors connected to the signal wires A and B.

3.1 IMPACT OF THE LINE LENGTH ON ELECTRICAL PARAMETERS

This series of measurements was done to verify the impact of distance on the signal level, therefore the data was transmitted in time domain. Line length in range of values 5 - 1130 meters was varied within the variable line tool kit. The termination resistor of 120Ω was used on the receiver side.

The generator (Agilent 81150A) was used as the transmitter (master/client) unit with BNC output, where the conductors center was used for transmission wires A and B. The signal ground was taken from the BNC braided shield. Transmission signal was defined by eight, 100 Hz rectangle pulses. The oscilloscope (Agilent DSO6032A) was used as the receiver within differential voltage probe (Agilent N2792A). Termination resistor was connected between signal pins on the oscilloscope. Signal ground was connected to oscilloscope ground.

Results of measurement

Fig. 3a shows received data in time domain for baudrade 38 400 Bd on line length of 5 meters. Fig. 3b shows the same data at the same baudrate with line length of 1 130 meters for the UTP cable.



Fig. 3. Oscillograms of the RS-485 communication with 38 400 Bd with distance a) 5 m, b) 1 130 m.

A sufficiently high failsafe-biasing voltage was monitored in each measurement. The minimum of this value is defined to 400 mV [7], [8] and maximum allowed jitter less than 5 % according to specification TIA-RS-485-A [7], [9]. None of the results exceeded the limit values. The resulting deviations are caused by inaccuracy impedance matching (100 Ω instead of 120 Ω). However, due to the application under consideration of this variance is negligible.

3.2 IMPACT OF THE TERMINATION AND BIAS RESISTORS CONFIGURATION ON BIT ERROR RATIO

There is no rule that every device with the RS-485 interface has an implemented termination resistor, because the device may not be located on the end of the line and in such a case the termination resistor must not be placed. Choosing the exact value of the termination resistors according to line impedance is the ideal scenario. Because it is not possible to apply the exact value of the termination resistor, for real practice, an orientation value is determined, which is universally derived from the type of conduction to 120Ω . The value of the bias resistor is chosen to 680Ω . The nominal

impedance of UTP cable category 3 is determined to 100 Ω , consequently the impedance matching of the measured transmission line is approximately satisfied. Resistors values correspond to wiring of the SB485/USB converter [10] according to Fig. 2c. This converter was used for resistor setup of the serial analyser LE-2500.

Results of measurement

In the scenario, possible cases of configuring both types of resistors to define the idle state is defined in the Table 1. The table describes full configuration for transmitting or receiving node.

	1		
Configuration	Connection of termination resistor	Connection of bias resistor 1	Connection of bias resistor 2
name	TERM485 = 120 Ω	BIAS485-1 = 680 Ω	BIAS485-2 = 680 Ω
AllOff	No	No	No
AllOn	Yes	Yes	Yes
AllTerm	Yes - receiver and transmitter	No	No
RxAll	Yes - receiver only	Yes-receiver only	Yes - receiver only
RxBias	No	Yes - receiver only	Yes - receiver only
RxTerm	Yes – receiver only	No	No
TxAll	Yes - transmitter only	Yes - transmitter only	Yes - transmitter only
TxBias	No	Yes - transmitter only	Yes - transmitter only
TxTerm	Yes - transmitter only	No	No

 Table 1. Definition of possible termination resistor connections and resistor to define idle state on the line.

Table 2 shows results of this series of measurements, using serial analyzer LE-2500 and integrated Bit Error Ratio Test (BERT). Test data was created according to pattern data than contains 511 bites of pseudorandom numbers generated by the polynomic function $(x^9 + x^4 + 1)$.

Configuration		All	Off	All	On	AllTerm		RxAll		RxBias		RxTerm		TxAll		TxBias		TxTerm	
		TX	RX	TX	RX	TX	RX	TX	RX	TX	RX	TX	RX	TX	RX	TX	RX	TX	RX
Term485		Х	Х	\checkmark	\checkmark	\checkmark	\checkmark	Х	\checkmark	Х	Х	Х	\checkmark	\checkmark	Х	Х	Х	\checkmark	Х
Bi	ias485-1	Х	Х	\checkmark	\checkmark	Х	Х	Х	\checkmark	Х	\checkmark	Х	Х	\checkmark	Х	\checkmark	Х	Х	Х
Bi	ias485-2	Х	Х	\checkmark	\checkmark	Х	Х	Х	\checkmark	Х	\checkmark	Х	Х	\checkmark	Х	\checkmark	Х	Х	Х
Sign	al Ground	Х	Х	Х	Х	Х	Х	Х	Х	Χ	Х	Х	Х	Х	Х	Х	Х	Χ	Х
I	Results								Bi	it erro	r ratio	-[-]							
	450	0.00	E+00	0.00	E+00	0.00	E+00	0.001	E+00	0.001	E+00	0.00	E+00	0.00	E+00	0.00	E+00	0.00	E+00
	480	0.00	E+00	0.00	E+00	0.00	E+00	0.001	E+00	3.56	E-04	0.00E+00		1.67E-04		0.00E+00		0.00E+00	
	500	0.00	E+00	0.00	E+00	0.00	E+00	0.001	E+00	2.58	E-04	0.00E+00		4.86E-02		0.00E+00		0.00E+00	
	550	0.00	E+00	0.00	E+00	0.00	E+00	0.001	E+00	1.02E-01 0.00E+00		E+00	1.00	E-01	2.52	E-04	4.95	E-02	
	580	9.69	E-02	1.11	E-04	0.00	E+00	0.001	E+00	3.80E-01 0.00E+		E+00	1.55	E-01	1.04	E-01	1.95	E-01	
	590	4.85	E-03	3.55	E-01	0.00	E+00	0.001	E+00	2.66	E-01	0.00	E+00	1.43E-01		5.58	E-02	5.85E-02	
-	600	1.00	E-01	4.20	E-02	0.00	E+00	0.001	E+00	3.94	E-01	0.00E+00		2.08E-01		1.97E-01		1.57E-01	
<u>n</u>	650	1.39	E-01	3.18	E-01	0.00	E+00	0.001	0.00E+00		E-01	01 0.00E+00		00 2.60E-01		3.13	E-01	1.41	E-01
nce	890	4.19	E-01	-	-	0.00	E+00			4.19	E-01	0.00	E+00	4.50	E-01	4.41	E-01	4.27	E-01
		4.62	E-01	-	-	5.31	E-04	-	-	4.89	E-01	2.10E-04		4.62E-01		4.29	E-01	4.46	E-01
D	1030	4.75	E-01	-	-	3.19	E-01	-	-	-	1.16E-01 4.83E		1.16E-01		E-01	4.66	E-01	4.78	E-01
	1130	4.97	E-01	-	-	4.12	E-01	-	-	-	-	4.12	E-01	4.83	E-01	4.94	E-01	5.10	E-01

Table 2. Bit error ratio according to resistor configuration on transmission line within 921 600 Bd.

Table 2 shows all configurations of the resistor connections to transmitter and receiver due to line length. Changes in BER that are caused by attenuation and line reflections can be observed. Table also shows the Signal Ground parameter outside the resistors, which means connected third wire of UTP cable to ground on both sides. In the case of galvanic isolated RS-485 driver, it is recommended to connect the signal ground with isolated signal ground created in the device.



Fig. 4: Bit error ration dependency on the distance.

Fig. 4 shows BER values of all configurations from the Table 2. It can be seen that, with configuration RxAll the zero BER was reached until 650 m which was maximal measured distance for error-free communication. On higher distance synchronization was lost and no further communication was possible. The brown line of he AllTerm configuration shows the recommended connection of the termination resistor, where error-free communication was reached up to 940 meters. The important note of these results is that the RS-485 circuit that is used in the LE-2500 is more than 15 years old.

4 CONCLUSION

Two series of measurements of half-duplex RS-485 serial bus for point-to-point communication using two wires were provided. From the results of all series can be conclude that termination resistor on both sides of the bus allows error-free communication up to 940 meters with 921 600 Bd.

Results from the first measurement confirm all limit values according to specification TIA-RS-485-A. Second measurement demonstrates BER in the distance from 5 to 1130 meters due to termination and bias resistors. All reached values considered unused signal ground. The main goal was verifying the baudrate limit with various configurations of the termination and the bias resistors.

For smart electrical grid applications, it is possible to use this interface, which allows communication of 1 Mbps on the physical layer. With respect to the mentioned applications for a consumer, it is advisable to create new applications that use the RS-485 serial bus.

REFERENCES

- KHAN, Zafar A. a Dilan JAYAWEERA. Approach for forecasting smart customer demand with significant energy demand variability. In: 2018 1st International Conference on Power, Energy and Smart Grid (ICPESG) [online]. IEEE, 2018, s. 1-5 [cit. 2019-03-13]. DOI: 10.1109/ICPESG.2018.8384528. ISBN 978-1-5386-5482-8. Dostupné z: https://ieeexplore.ieee.org/document/8384528/
- [2] KUZLU, M., M. PIPATTANASOMPORN a S. RAHMAN. Review of communication technologies for smart homes/building applications. In: 2015 IEEE Innovative Smart Grid Technologies - Asia (ISGT ASIA) [online]. IEEE, 2015, s. 1-6 [cit. 2019-03-13]. DOI: 10.1109/ISGT-Asia.2015.7437036. ISBN 978-1-5090-1238-1. Dostupné z: http://ieeexplore.ieee.org/document/7437036/
- [3] IEC 62056-21. *Electricity metering Data exchange for meter reading, tariff and load control: Direct local data exchange*. 2002-05. GENEVA, SWITZERLAND: IEC, 2002.
- KHEAKSONG, Adisorn a Wilaiporn LEE. Packet transfer of DLMS/COSEM standards for smart grid. In: *The 20th Asia-Pacific Conference on Communication (APCC2014)* [online]. IEEE, 2014, s. 391-396 [cit. 2019-03-13]. DOI: 10.1109/APCC.2014.7092843. ISBN 978-1-4799-6435-2. Dostupné z: http://ieeexplore.ieee.org/document/7092843/
- [5] LIMPHAPAYOM, Siwarat, Duong Hoang LE a Wanchalerm PORA. A simulation of a communication between a smart meter and a data concentrator unit conformed to DLMS/COSEM upon an HDLC profile. In: 2014 International Conference on Electronics, Information and Communications (ICEIC) [online]. IEEE, 2014, s. 1-2 [cit. 2019-03-13]. DOI: 10.1109/ELINFOCOM.2014.6914454. ISBN 978-1-4799-3942-8. Dostupné z: http://ieeexplore.ieee.org/document/6914454/
- [6] KUGELSTADT, Thomas. RS-485 failsafe biasing: Old versus new transceivers. Dallas: Texas Instruments Incorporated, 2013.
- [7] Interface circuits for TIA/EIA-485 (RS-485): Application Report [online]. b.r. [cit. 2019-03-13]. Dostupné z: http://www.ti.com/lit/an/slla036d.ylla036d.pdf
- [8] ZHAO, Liang, Ruobing LIANG a Jili ZHANG. The Solving of Bias Resistor and Its Effect on the RS485 Fieldbus. Journal of Advances in Computer Networks [online]. 2014, 2(1), 71-75 [cit. 2019-03-13]. DOI: 10.7763/JACN.2014.V2.85. ISSN 17938244. Dostupné z: http://www.jacn.net/index.php?m=content&c=index&a=show&catid=32&id=103
- [9] TIA-485. Electrical Characteristics of Generators and Receivers for Use in Balanced Digital Multipoint Systems. Revision A, March 1998. Telecommunications Industry Association (TIA), 2012.
- [10] USB to RS485, RS422 and RS232 industrial converters with galvanic isolation. *Papouch s.r.o.* [online]. 2005 [cit. 2019-03-13]. Dostupné z: https://www.papouch.com/cz/shop/product/sb485-prevodnik-usb-rs485-rs422/sb485sc-sb232_en.pdf/_downloadFile.php

SYMBOLIC ACTIVE RC CIRCUIT SYNTHESIS USING MATLAB

Miroslav Waldecker

Doctoral Degree Programme (1), FEEC BUT E-mail: xwalde01@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Roman Maršálek E-mail: marsaler@feec.vutbr.cz

Abstract: Implementation of the procedure for synthesis of the active RC circuit from prescribed transfer function using MATLAB®, without prior knowledge of topology or circuit architecture is presented. Method is based on the reverse process of a Gaussian pivotal elimination applied to nodal admittance matrix as proposed in [6]. This method is very useful for searching alternative circuits realizations of the same transfer function, or with modifications to find several even all realizations in some level. Given implementation has several limitations like specific input transfer function format and interaction with human for further decisions in the synthesis process.

Keywords: Nullors, Active-RC, Synthesis, Admittance matrix

1 INTRODUCTION

The concept of the circuit describing by introducing nullators and norators was first introduced by Carlin [1]. There was shown, that it is possible to approximate ideal transistor using nullators and norators in [2]. Systematic synthesis procedure of active RC circuits using resistors, capacitors and nullator - norator pairs directly was derived. Moreover there was shown, that exist unique solution for networks containing nullators - norators [3]. Using nullator - norator pair, nullor in short, it is possible to describe variety of active circuit elements e.g. ideal transistors or , ideal operational amplifiers. Method for symbolic passive RC circuit synthesis by admittance matrix expansion [4] and later active RC circuit synthesis by admittance matrix expansion [5]. Reduction of admittance matrix of the circuit to form of open-circuit voltage gain or short-circuit current is called circuit analysis. Reversing this process by expansion of network function we get synthesis. Systematic method for circuit network function expansion without topology of the circuit pre-defined beforehand using active circuits building blocks using nullors was introduced in [6] were presented. Computer aided implementation of this method using MATLAB(R) is proposed in this letter. The rest of this letter is organized as follows. Firstly in Section 2. brief introduction to method for matrix expansion and tools used in this method are described. In Section 3. implementation and MATLAB® functions of this method is proposed and paper is concluded in Section 4.

2 BACKGROUND

Implementation of the synthesis algorithm described in this letter is highly based on the method proposed by [6], which uses principle of port-equivalence and therefor preserves port behavior.

2.1 NULLORS ADMITTANCE MATRIX REPRESENTATION

In fig.1 is shown nullator-norator pair with corresponding node labels. Voltage and current of the nullator is constrained to zero, while voltage and current of the norator are arbitrary and are constrained by circuit. Basically nullator-norator pair create voltage controlled current source with admittance matrix (1), where for ideal active components $G_{mi} \rightarrow \infty$ and instead of using G_{mi} we will use infinity symbol threated like it is ordinary variable ∞_i , where *i* corresponds to i - th nullor. Then i - thnullors admittance matrix becomes (1) connected between nodes o,p and m,n. Symbols for given nullor-norator pair are as is in fig.1. After expansion of the port admittance matrix to admittance node matrix it is possible to replace infinity variables with corresponding admittances of real active devices.

Figure 1: Nullator-Norator pair

2.2 NULLATOR REPRESENTATION OF THE ACTIVE CIRCUIT BUILDING BLOCKS

With concept of introducing the nullator - norator pair it is possible to model various types of active circuit building blocks e.g. op-amps, transistors even the current conveyors. Most used active components in real life are op-amps, transistors BJTs and FETs. Nullor models for op-amps and transistors are shown in fig.2.



Figure 2: Nullor-Norator representation of the ideal op-amp and ideal transistor

2.3 SYNTHESIS PROCEDURE STEPS

Procedure for synthesis of the circuit starts with given current or voltage transfer function, describing behavior of the circuit, in the format of fraction $\frac{N}{D}$, where N denotes nominator and D denotes denominator and are restricted to sum of the second order powers of admittances. Performing several modifications and expansions we get one of the nodal admittance matrix after.

Steps needed to be done are as follows:

- 1. Choosing of appropriate admittance matrix from table 1 and table 2
- 2. Pivotal expansion of the N and D
- 3. Using theorem of arbitrary elements insertion and element shift theorem to expand admittance matrix as far as possible
- 4. Relaxation of the zero input admittance for voltage controlled voltage source VCVS or zero output admittance for current controlled current source CCCS.
- 5. Introducing additional nullators in case of existence of non-grounded or incomplete admittances in admittance matrix.

2.4 ANALYZING PRESCRIBED TRANSFER FUNCTIONS

First step is to choose appropriate admittance matrix for prescribed transfer function. For voltage transfer function appropriate admittance matrix will be in table 1 for current function in table 2. If transfer function is positive and terms in numerator appear in denominator, then we pick Type I. If transfer function is positive and terms in denominator also appears in numerator we pick Type II. For negative transfer function and independent numerator and denominator we choose Type III. For combination of positive and negative terms in numerator denominator of the transfer function, most effective will be Type IV admittance matrix.

Туре І	Type II	Type III	Type IV				
$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & \infty_1 & -\infty_1 \\ -N & 0 & D \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ \infty_1 & 0 & -\infty_1 \\ 0 & -D & N \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \infty_1 \\ -N & -D & Q \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \infty_1 & -\infty_1 \\ -N_1 & -D_1 & P_1 & 0 \\ -N_2 & -D_2 & 0 & P_2 \end{bmatrix}$				
$A_V = \frac{N}{D}$	$A_V = \frac{N}{D}$	$A_V = -rac{N}{D}$	$A_V = \frac{N_2 P_1 - N_1 P_2}{D_1 P_2 - D_2 P_1}$				

 Table 1:
 Admitance Matrices for Prescribed Voltage Transfer Functions

Туре І	Type II	Type III	Type IV			
$\begin{bmatrix} \infty_1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -N \\ -\infty_1 & 0 & D \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 & 0 & -D \\ \infty_1 & 0 & 0 \\ -\infty_1 & 0 & N \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 & 0 & -D \\ 0 & 0 & -N \\ -\infty_1 & 0 & Q \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 & 0 & -D_1 & -D_2 \\ 0 & 0 & -N_1 & -N_2 \\ \infty_1 & 0 & P_1 & 0 \\ -\infty_1 & 0 & 0 & P_2 \end{bmatrix}$			
$A_I = rac{N}{D}$	$A_I = \frac{N}{D}$	$A_I = -\frac{N}{D}$	$A_I = \frac{N_2 P_1 - N_1 P_2}{D_1 P_2 - D_2 P_1}$			

 Table 2:
 Admitance Matrices for Prescribed Current Transfer Functions

Equivalence [6] of given admittance matrix for transfer function and form in terms of determinants of sub-matrices is eq.2:

$$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & \infty_{1} & -\infty_{1} \\ -\frac{N}{Q_{i}} & 0 & \frac{D}{Q_{i}} \end{bmatrix} \rightarrow \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & \infty_{1} & -\infty_{1} \\ -\frac{\Delta_{12,23}}{\Delta_{11,22,33}} & 0 & \frac{\Delta_{11,22}}{\Delta_{11,22,33}} \end{bmatrix}$$
(2)

,where Q_i is arbitrary function, consisting of pivot product composition of the transfer function, which need to be chosen manually. After selection of this arbitrary function and insertion to the admittance matrix of proper type, this should be directly fed into proposed MATLAB® script. Methods used during expansion of the admittance matrix are described in Section 3.

3 IMPLEMENTATION

Implementation of the method described in [6] is done in MATLAB® environment with help of a Symbolic ToolboxTM. Input transfer function shall be modified into form described in Section 2.4 and then fed into created script. All admittances are symbolic variables and symbolic infinities representing nullors are named $Ninf_i$, where *i* is index of the nullor e.g. (Type IV in table.1):

$$A_{V} = \frac{N}{D} = \frac{bde + bdf}{abe + ace + ade + bde - bcf} \rightarrow \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & Ninf1 & -Ninf1 \\ 0 & -e & e+f & 0 \\ -\frac{b*d}{b+c+d} & -\frac{b*c}{b+c+D} & 0 & a+b-\frac{b^{2}}{b+c+d} \end{bmatrix}$$
(3)

, where Ninf1 represents nullor (in this form op-amp with grounded negative input) and a, b, c, d, e, fare admittances, b + c + d term represents arbitrary function Q_i from (2). First step in the algorithm is analyzing of the given admittance matrix, where size of matrix and list of the symbolic variables are derived. Next step is separation of the admittances from the nullor circuits from the variable list. This is done by comparing names of variables, in the loop through all variables, with name starting with $Ninf_i$. Also positions of the nullors are derived from the admittance matrix and stored into array. After that fractions, their amount and their positions are derived. If matrix contain any fractions their denominators are checked, which have to be the same (from nature of the method for creating admittance matrix, if method is used properly, this will be satisfied always). Next step, if there are fractions in the matrix, is search for admittances common for all numerators in the fractions. There should be more then one common admittance, so here is human interaction needed, with more possible realizations of the circuit. Here comes first elements operation called matrix pivotal expansion:

$$\begin{bmatrix} a - \frac{b*c}{d} & e - \frac{b*f}{d} \end{bmatrix} \rightarrow \begin{bmatrix} a & e & -b \\ -c & -f & d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a - \frac{b*c}{d} \\ e - \frac{b*f}{d} \end{bmatrix} \rightarrow \begin{bmatrix} a & -c \\ e & -f \\ -b & d \end{bmatrix}$$
(4)

This transformation is applied to all of the fractions in the admittance matrix, which means that all of the fractions are eliminated and admittance matrix now contains only sums of the first order admittances and nullors. Final step of the matrix expansion is to loop through all admittance variables in the list and check their positions and validity. For each of the variable is firstly computed occurrence in the admittance matrix. Only 4 options are possible, there are only one, two, three or four same admittances. In case of only one occurrence, we check if its position is at the main diagonal, which means admittance is grounded. If not, it is necessary to insert arbitrary same admittances to create floating admittance, depending on the position and sign of the admittance. Rule for this operation (5) depends on the position of the nullors. If position of the nullor is not right, additional nullor insertion is necessary.

$$\begin{pmatrix} o & o & o & o \\ m \begin{pmatrix} \infty_i & . \\ . & . \end{pmatrix} \rightarrow \begin{pmatrix} m \begin{pmatrix} \infty_i & a \\ b & . \end{pmatrix} & \begin{pmatrix} m \begin{pmatrix} \infty_i & \infty_i & . \\ d & . & . \end{pmatrix} \rightarrow \begin{pmatrix} m \begin{pmatrix} \infty_i & -\infty_i & c \\ . & d & . \end{pmatrix}$$
(5)

For rest of the occurrences of the admittances a strategy is the same, except mutual positions and sign of the admittances shall be investigated. This algorithm loops through all variables until correct positions and occurrences of the admittances are correct, resulting in the nodal admittance matrix describing architecture and topology of implementation of the given transfer function.

4 CONCLUSION

Provided algorithm proved, that method for symbolic synthesis described in [6], is possible to implement in the computer environment using todays tools. Given method successfully transforming voltage or current transfer function into nodal admittance matrix with little human interaction. For future improvement it is possible to extend this method for automatic pivot expansion and in some level to calculate several or most of the possible realizations of the circuit with equivalent behavior with port matrix.

ACKNOWLEDGEMENT

I would like to thank prof. Zdeněk Kolka for introducing this method for synthesis of active RC circuit to me and prof. Roman Maršálek for valuable comments and advices. The research was financially supported by the FEKT-S-17-4707.

REFERENCES

- [1] CARLIN, H. Singular Network Elements. IEEE Transactions on Circuit Theory [online]. 1964, 11(1), 67-72 [cit. 2019-03-11]. DOI: 10.1109/TCT.1964.1082264. ISSN 0018-9324. Available at: http://ieeexplore.ieee.org/document/1082264/
- [2] MARTINELLI, G. On the nullor. Proceedings of the IEEE [online]. 1965, 53(3), 332-332 [cit. 2019-03-11]. DOI: 10.1109/PROC.1965.3733. ISSN 0018-9219. Available at: http://ieeexplore.ieee.org/document/1445663/
- [3] YARLAGADDA, R. a F. YE. Active RC network synthesis using nullators and norators. IEEE Transactions on Circuit Theory [online]. 1972, 19(4), 317-322 [cit. 2019-03-11]. DOI: 10.1109/TCT.1972.1083469. ISSN 0018-9324. Dostupné z: http://ieeexplore.ieee.org/document/1083469/
- [4] HAIGH, D.G. a P.M. RADMORE. Symbolic Passive-RC Circuit Synthesis by Admittance Matrix Expansion. In: 2005 IEEE International Symposium on Circuits and Systems [online]. IEEE, 2005, s. 244-247 [cit. 2019-03-11]. DOI: 10.1109/ISCAS.2005.1464570. ISBN 0-7803-8834-8. Available at: http://ieeexplore.ieee.org/document/1464570/
- [5] HAIGH, D.G. Symbolic Active-RC Circuit Synthesis by Admittance Matrix Expansion. In: 2005 IEEE International Symposium on Circuits and Systems [online]. IEEE, 2005, s. 248-251 [cit. 2019-03-11]. DOI: 10.1109/ISCAS.2005.1464571. ISBN 0-7803-8834-8. Available at: http://ieeexplore.ieee.org/document/1464571/
- [6] HAIGH, David G. A Method of Transformation from Symbolic Transfer Function to Active-RC Circuit by Admittance Matrix Expansion. IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers [online]. 2006, 53(12), 2715-2728 [cit. 2019-03-11]. DOI: 10.1109/TCSI.2006.883879. ISSN 1057-7122. Dostupné z: http://ieeexplore.ieee.org/document/4026674/

3D-PRINTED LENS FOR HIGH DIRECTIONAL LOW-PROFILE ANTENNA

Jaroslav Zechmeister

Doctoral Degree Programme (1), FEEC BUT E-mail: xzechm02@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Jaroslav Lacik

E-mail: lacik@feec.vutbr.cz

Abstract: This contribution focuses on 3D-printed lenses for a high directional low-profile antenna for 77 GHz. Two 3D-printing technologies and two different materials are used for the lens fabrication. A dielectric constant and a conductivity of these materials were measured with a transmission/ reflection measurement method. The realized antennas with the designed lenses have gain more than 27 dBi and angular width of the main lobe below 6°.

Keywords: 3D-printed lens, dielectric lens, lens antenna, transmission/ reflection measurement method

1 INTRODUCTION

3D-printing is a fast-growing technology which is usable in many branches [1], even microwave technologies. Main advantages of the 3D-printing are different printing possibilities, a speed of manufacturing and a product price versa to traditional manufacturing technologies. Moreover, nowadays a cheap 3D-printers are available. Therefore, they are accessible for all small companies or homes.

The 3D-printers are mostly based on two printing principles. A fused deposit manufacturing (FDM) is example of the 3D-printing technology which based on an extruding a melted material through a tiny nozzle for build the final structure. The second common principle of the 3D-printing is based on a building the structure on a bed of a powder, a sheet or a fluid material. An example of this principle is a stereolithography (SLA) which is based on a hardening of a liquid photopolymer resin by an ultraviolet laser to build the final structure.

Some studies of the 3D printed dielectric lens have been already published. In [2] a 3D printed multilayered dielectric lens for 10 GHz band is presented. In [3] a perforated dielectric lens for 60 GHz band is studied. A discrete dielectric lens antenna for terahertz applications is presented in [4].

In this contribution, the possibilities of the 3D-printed dielectric lens for use in a low-profile antenna are studied. The antenna was considered to use in an antenna system for a 77 GHz car radar, therefore the profile of the antenna should be very low. The profile of the antenna was considered to 40 mm. Furthermore, the attention was focused on an antenna gain, an angular width of the main lobe and a side lobes level.

2 DIELECTRIC LENS DESIGN

2.1 Hyperbolic Lens Design

A hyperbolic lens was chosen due to the geometrical properties. This lens has curved only one side (Figure 1), therefore the lens does not interfere above the aperture plane. It is an advantage in this case due to the limit of the antenna profile. For design of the hyperbolical lens the equation (1) published in [5] was used. The equation

$$y = \frac{-\left(\sqrt{\varepsilon_r (R^2 - f^2)} - f\right) + \sqrt{\left(\sqrt{\varepsilon_r (R^2 - f^2)} - f\right)^2 - (\varepsilon_r - 1)(R^2 - x^2)}}{\varepsilon_r - 1}$$
(1)

describes a shape of the curvature of the lens, where ε_r is a relative permittivity, *R* is a radius of lens, *f* is a focal length and *x* is a distance of the centre of the lens.



Figure 1: Model of antenna with hyperbolic lens a) and hyperbolic lens scheme b).

2.2 MATERIAL OF DIELECTRIC LENS

The gain of the hyperbolical lens antenna fed by a horn antenna (Figure 1a) is enhanced by increasing of the aperture radius. The radius can be enlarged to the point where the radiation energy begins to flow to the side lobes. At this point, the maximum gain is obtained. In Figure 2a the dependence of the ideal radius to the relative permittivity of the lens is shown. The achieved gain for the ideal radii is also shown in Figure 2b. Obviously, it is advantageous to choose the material with the relative permittivity around 3.5 considering the achieved gain and the ideal radius of aperture.



Figure 2: Dependence of ideal radius a) and maximal gain b) on the relative permittivity of lens material.

2.3 MATERIAL MEASUREMENT

Two chosen materials for the 3D-printing, an ABS material and a photopolymer, and two materials which are usually used for the dielectric lens fabrication, a silon and an ertacetal, were measured. For the measurement, the T/R method [3] was used. The method is based on the measurement of scattering parameters of a sample located in a sample holder. In this case, a piece of a waveguide WR10 was used as the sample holder. The measured relative permittivity and conductivity of the measured ABS material and photopolymer are shown in Figure 3. The measurement of the conductivity shows the similar deviations for the case of the ABS material and the photopolymer, respectively. The comparison of the measured properties for the measured materials at 77 GHz are shown in Table 1.



Figure 3: Measured frequency dependence of relative permittivity and conductivity of ABS material a) and photopolymer b) for frequency band 70 – 80 GHz.

Material	Dielectric constant [-]	Conductivity [S/m]
ASB	2.42	0.11
Photopolymer	2.8	0.27
Silon	2.58	0.11
Ertacetal	2.7	0.14

Table 1: Measured properties of materials for dielectric lens at 77 GHz.

2.4 NUMERICAL MODELS

The measured parameters of the materials were used for the design of the dielectric lenses. The theoretical maximum gain of the antenna with the ABS lens is 30.2 dBi and with the photopolymer lens 31 dBi. However, these values are theoretical, considering lossless materials and the ideal radius of the aperture. For the numerical models, the measured losses of the materials were included and the radius of the aperture was chosen 33 mm which represents compromise between the ideal radii for the ABS material and the photopolymer. The optimized antenna with the lens made from the ABS material has at 77 GHz the gain 27.7 dBi and the angular width of the main lobe in the E-plane and the H-plane is 4.1° and 6.5°, respectively. The level of the side lobes was more than 20 dB below the maximal value. The simulated gain of the antenna with the photopolymer lens is 27 dBi, the angular width of the main lobe in the E-plane and in the H-plane are 3.5° and 5.7°, respectively. The level of the side lobes is 19 dB below the maximum value.

3 REALIZATION

3.1 LENS FABRICATION

A metallic part of the antenna was fabricated by RAMET a.s. The brass horn (Figure 4a) has the aperture radius 33 mm, like the lenses, and the profile 40 mm. A surface of the horn antenna was chemically silvered to increase surface conductivity.

The ABS lens was fabricated by the FDM 3D-print technology (Figure 4b). Printed layers on the surface of the fabricated lens are evident. On the other hand, the surface of the photopolymer lens (Figure 4c) is almost perfectly smooth. However, the photopolymer lens in contrast to the ABS lens has a poor geometrical precision primarily proving by an eccentricity.



Figure 4: The brass horn a), the ABS lens b) and the photopolymer lens c).

3.2 EXPERIMENTAL RESULTS

For the verification of the numerical models, fabricated lenses were placed on the aperture of the horn and the gain of the resultant structures were measured in an anechoic chamber. For the ABS lens, the measured value of the gain in the main direction is 27.9 dBi. The measured gain radiation patterns compared with the simulated data are shown in Figure 5a and 5b. The comparison between the simulated and the measured values of a reflection coefficient is shown in Figure 6a.

The antenna with the photopolymer lens achieved the maximal value of gain 27.6 dBi. The comparison between the simulated and the measured radiation patterns is shown in Figure 5c and 5d. The frequency dependence of the reflection coefficient can be seen in Figure 6b. The measurement is compared with the simulated values in Table 2.



------ Simulated ----- Measured Copolar ------ Measured Crosspolar

Figure 5: Comparison between measured and simulated gain of antenna with ABS lens in E-plane a) and H-plane b) and of antenna with photopolymer lens in E-plane c) and H-plane d).



----- Simulated ----- Measured

Figure 6: Comparison between measured and simulated S11 of antenna with ABS lens a) and photopolymer lens b).

Material of		Simulated		Measured					
icits	G [dBi]	θ _E [°]	θ _H [°]	G [dBi]	θ _E [°]	θ _H [°]			
ABS	27.7	4.1	6.5	27.9	3.8	5.5			
Photopolymer	27	3.5	5.7	27.6	3.8	4.5			

Table 2: Comparison between simulated and measured values of gain and angular width in E-plane and H-plane

4 CONCLUSION

The 3D-printed lens for the high directional low-profile antenna for 77 GHz frequency band have been presented. The designed lenses were fabricated by the FDM and the SLA 3D-printing technologies. The measured results are equal to the simulations. The antenna with the ABS lens achieved the gain of 27.9 dBi and with the photopolymer lens the gain of 27.6 dBi. The achieved aperture efficiency of the antenna with the ABS lens and the photopolymer lens was 21 % and 18 %, respectively. The achieved results show that 3D-printed dielectric lenses are usable up to W frequency band.

ACKNOWLEDGEMENT

Thank belong to Zbynek Lukes for many helpful comments and Ramet a.s. for the horn antenna fabrication and support. The research was supported by the Internal Grant Agency of Brno University of Technology project no. FEKT-S-17-4713. For simulations and experiments the infrastructure of the SIX Centre was used.

REFERENCES

- [1] J. Hornick and D. Roland, "3D Printing and Intellectual Property: Initial Thoughts", *The Licensing Journal*, vol. 33, no. 7, pp. 12-16, 2013.
- [2] P. Mahouti, M. Belen, F. Güneş and R. Yurt, "Design and realization of multilayered cylindrical dielectric lens antenna using 3D printing technology", *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 2018, no. 14, p. xocs:firstpage xmlns:xocs=""/, 2019.
- [3] J. Pourahmadazar, S. Sahebghalam, S. Abazari Aghdam and M. Nouri, "A Millimeter-Wave Fresnel Zone Plate Lens Design Using Perforated 3D Printing Material", in 2018 IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on Advanced Materials and Processes for RF and THz Applications (IMWS-AMP), 2018, pp. 1-3.
- [4] S. Qu, H. Yi, C. Chan and K. Ng, "Low-cost discrete dielectric terahertz lens antenna using 3D printing", in 2014 IEEE Conference on Antenna Measurements & Applications (CAMA), 2014, pp. 1-3.
- [5] Kuriyama, H. Nagaishi, H. Kuroda and K. Takano, "A high efficiency antenna with horn and lens for 77 GHz automotive long range radar", in *2016 13th European Radar Conference, EuRAD 2016*, 2017, pp. 378-381.

PASSIVE BALANCER FOR EIGHT CELL BATTERY LIFEPO4 PACK

Erik Herceg

Doctoral Degree Programme, FEEC BUT E-mail: herceg@feec.vutbr.cz

Supervised by: Tomas Urbanec

E-mail: urbanec@feec.vutbr.cz

Abstract: This Article deals with the passive balancer that is required in all multi-cell battery systems. The balancer is designed for eight LiFePo₄ battery cells that are connected in series, to achieve the required voltage of about 28 V. Each cell has a capacity of about 9600 mAh, resulting in a 80 Ah battery back. The balance algorithm is performed by main STM32 microcontroller (MCU), which controls eight balancing transistors. For measuring battery cell voltages, there are two variants of cell measurement. The first alternative of cell measurement is a battery monitor IC, which is also capable of low side current measurement and as protection it also drives the low side current transistor switch, which protects powered device. Other options are measurement by 14-bit analog to digital converter (ADC) or with internal ADC of MCU. The balancer circuit also includes an RS485 interface for communication with other devices.

Keywords: Balancer, Battery, Passive Balancer, Active Balancer, Voltage measurement, Current measurement

1 INTRODUCTION

With expansion of electric vehicles, where lithium-based cells are used there is also need for balancing circuits. In order to get the most similar parameters of individual cells, it is necessary to use cells from the one single manufacturer. However, even cells from one manufacturer do not guarantee identical cell parameters. There is always difference in cell resistance and in the state of charge (SOC). If the multi-cell battery pack is not balanced, it results in reduced capacity, lifetime and also reduced device safety where balancer is not used. The balancer ensures equalized voltage across all cells. If the pack is charged without the balancer, the cells are not charged evenly and if this charging and discharging process is repeated, the cells become unbalanced and the voltage of each cell is different. There are two types of balancing circuits. The first category is the passive cell balancer that uses resistors and transistors as a switch to discharge the cell with a higher voltage level to resistor. The second category is the active balancer, where a higher voltage cell is discharged to another cell with a lower capacity and thus equalises the voltage levels. Both types of these balancing circuits have some disadvantages. The first one is inefficient and the second one has difficulties in circuit design. It depends on the application that is more suitable for use.

Any battery powered device that requires higher voltage the cells must be connected in series which implies that the balancing circuit is required. Without balancing of these cells, the lifetime and health of battery pack decreases. Most importantly, cell balancing circuits are needed because of safety reasons. Every battery packs must be equipped with protective circuits due to the overvoltage which can cause thermal damage to the pack and to the device that is powered. Also the undervoltage can cause damage to cell and it could not be charged again. The imbalance of cells causes incomplete use of battery pack and also incomplete charge of battery pack. All these problems can be resolved with balancing circuits, because balancer is also a battery monitoring circuit. The balancing algorithm is different for all types of the batteries.

The comparison of passive and active cell balancing circuits for lithium-based cells was presented in [1]. The better efficiency of the active cell balancing circuit was proven and the power dissipated was decreased with active cell balancing circuit. Article [2] presented the best applications of balancing methods for electric vehicles (EV). The advantages and disadvantages of charge shunting, shared transformer and dissipative method were described. The dissipative balancing method of balancing achieved the best results compared to cost and efficiency. A prototype of passive balancing system for 88 cell battery system with master and slave modules was described [3], where EV suitability was demonstrated. The use of LiFePO₄ batteries in battery energy storage system (BESS) was described and importance and effect of imbalance to BESS was presented in [4]. The optimal balancing algorithm was chosen, which was based on SOC and the mid SOC of cells was chosen as balancing point. As a result of the cells not being perfectly balanced and the SOC difference being eliminated and more effective than frequently SOC alignment, the SOC is maintained within a safety range [5].

2 MAIN ARCHITECTURE

As mentioned before, the balancing circuit was designed as a development board where every measurement is duplicated to find the best solution for this application. Main components of this circuit are MOSFET transistors that have connected resistor in drain. The value of resistor is 4.7 Ω and its power dissipation rating is 5 W. The transistor is controlled with STM32 MCU without any gate drivers because there is no need to minimise of drain-source on resistance ($R_{DS(ON)}$). Thus, the voltage level of the driving pulse is 3.3 V. There is only 10 Ω resistance connected in series to decelerate the rising edge of square pulse from MCU. Every transistor with resistor is connected in parallel to each cell.



Fig. 1 Block scheme of passive balancer circuit

The main control component is STM32 MCU used as shown on Fig. 1. The MCU controls all measuring and power components. The MCU enables individual cell voltage measurement, controls main high side switch, measures temperature, adjusts the amplifier gain and provides communication through RS485 interface. The protection of connected device to battery is controlled by main high side switch in configuration as bidirectional switch composed of two transistors. These transistors have their own gate driver, which increases the gate voltage. The driver is designed as charging pump with only few external components and the pump is capable to increase 3.3 V MCU voltage level to 10 V. This leads to decrease transistor's $R_{DS(ON)}$ from 10 m Ω to 2.5 m Ω . The low side switch is controlled by external monitoring circuit BQ76930 [6], whose registers are set with help of MCU. With the registers the maximum output current and other desired protection functions can be set.

The current measurement is ensured by high and low side measurements. Current measurement in low side is ensured by a battery monitor having a bidirectional current measurement amplifier implemented inside and shunt resistor connected externally. Low side measurement is also provided by measurement IC, which sends actual current value to MCU via I²C. The last type of measurement is situated at high side potential. This measurement is with shunt resistor. The voltage drop is amplified by operational amplifier and this voltage is also measured by internal ADC of MCU. Operational amplifiers differentially measure the voltage drop caused by the charging and also discharging current and the output voltage of these amplifiers is calculated to value that will not exceed maximum input voltage of the internal ADC. For protection, the Zener diode with of 3.3 V Zener voltage is connected in parallel.

As the main cell voltage monitoring is used monitoring circuit BQ76930, which can also be configured as a balancing circuit, but in this application is only exploited as monitoring circuit due to absolute need of balancing control. This circuit needs only one external series resistor and one external capacitance to measure cell voltage. The individual cell voltages are continuously sent to MCU by I²C interface. As already mentioned, it has many protection features, such as overcurrent protection, short circuit detection, alert interrupt through I²C, as well as an internal low drop regulator (LDO) to power the MCU and other 3.3 V logic devices. The monitoring circuit can handle up to 10 cells, but in this application the circuit is modified to work with only 8 cells. The voltage is measured by 14 - bit ADC with voltage scale up to 6.275 V and measured every 50 ms. Total update of cells values is 250 ms.

Another option of voltage measurement of individual cells is MUX and external ADC. Every cell voltage is enabled by MCU, which opens and closes N-channel MOSFET below which is connected voltage divider. The divider consists of two high tolerance resistors which divides cell voltage by 10. The divided voltage is brought into input of 8:1 multiplexer (MUX). The multiplexer is controlled by MCU, where it has 3 parallel input pins for input choice. After MUX is connected variable gain amplifier. The gain is set from 1 to 10, depending on the total voltage of individual cells. This amplifier is used in order to increase the accuracy of voltage measurement. A 14-bit analog to digital converter with precision 3.3 V voltage reference circuit is connected at the output of amplifier. The measured data are sent to MCU via SPI. It is possible to measure amplified voltage for data measurement directly with the internal 12-bit ADC of MCU. Total output voltage is measured before main bidirectional switch by differential amplifier and it is also connected directly to another ADC in the MCU.

Each heating part is controlled by a temperature sensor to avoid thermal error. High side bidirectional switch, low side switch and two sides of power balancing resistors have their own current sensor. Moreover, these temperature sensors have their own I²C bus, due to bus overload, where the ADC and the monitoring circuit are connected.



Fig. 2 Top and bottom view of balancing circuit
3 CELL BALANCING ALGORITHM



Fig. 3 Flowchart of used cell balancing algorithm

The balancing algorithm process is described in Fig. 3. It is divided into two parts. The left part is focused on voltage cell measurement and the right part is focused on balancing algorithm. As usual, there is start condition which that follows with definition of cell number, the maximum acceptable cell voltage U_{Cn_max} , minimum allowable cell voltage U_{Cn_max} . After the cell measurement is enabled, gain of operational amplifier is set and the voltage is measured by the ADC. Overvoltage and undervoltage thresholds are evaluated. If this there is cell undervoltage or overvoltage detected the fault alert occurs. This measurement is repeated for all cells and when all cells are measured, the balancing part of this flowchart begins. As first is the actual measured cell value is compared to the cell voltage with the lowest voltage level. If this level is exceeded, the balancing switch is enabled, and this process starts again. The battery is fully charged when the minimum measured cell voltage ($U_{Cn_min_measured}$) is consistent with maximum cell voltage U_{Cn_max} . When the disabled balancing switches are equal to the actual cell count, the balancing is completed, and the process begins with voltage measurement again.

4 PASSIVE AND ACTIVE BALANCING RESULTS



Fig. 4 Measured cell voltage with active balancing circuit

Fig.4 shows the principle of active cell balancer. Data shown at chart were measured with development kit of active balancer. At graph is shown how for example cell C1 is charged with cell C2 etc.



Fig. 5 Measured cell voltage with passive balancer

Fig. 5 shows how passive balancer presented in this article discharges the cells to one voltage level set to 3 V. Data shown in graph were measured with testing balancing algorithm.

5 CONCLUSION

This article presents basic knowledge of passive and active balancers. More attention is paid to the designed passive balancer and its main components. Voltage cell measurement options as well as high and low current measurements for bidirectional current have been described. Final balancing curves for both types of amplifiers were presented. The main advantage of this balancer is the reduction in size and possibility to control of all aspects of balancing against commercially available balancing circuits. The balancer is ready for eight and fewer cells and can be used for a variety of cell chemistry. Also, this balancer is capable to handle currents up to 50 A and the hot swap function can be implemented when two battery packs and two of these balancing circuits are used.

ACKNOWLEDGEMENT

The presented research was supported by the Internal Grant Agency of Brno University of Technology project no. FEKT-S-17-4713.

REFERENCE (ANGLICKY = REFERENCES)

- [1] W. C. Lee, D. Drury and P. Mellor, "Comparison of passive cell balancing and active cell balancing for automotive batteries," 2011 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference, Chicago, IL, 2011, pp. 1-7. doi: 10.1109/VPPC.2011.6043108
- [2] S. W. Moore, and P. J. Schneider. "A review of cell equalization methods for lithium ion and lithium polymer battery systems." No. 2001-01-0959. SAE Technical Paper, 2001.
- [3] C. H. Kim, M. Y. Kim, and G. W. Moon. "A modularized charge equalizer using a battery monitoring IC for series-connected Li-ion battery strings in electric vehicles." Power Electronics, IEEE Transactions on 28.8 (2013): 3779-3787.
- [4] B. Li, D. M. Yang, J. Z. Liu, M. Chen, and Z. G. Lu. "An Optimal Strategy of Balancing for LiFePO4 Battery in Battery Energy Storage System." Applied Mechanics and Materials 341 (2013): 1286-1293
- [5] G. Qi, X. Li and D. Yang, "A control strategy for dynamic balancing of lithium iron phosphate battery based on the performance of cell voltage," 2014 IEEE Conference and Expo Transportation Electrification Asia-Pacific (ITEC Asia-Pacific), Beijing, 2014, pp.1-5. doi: 10.1109/ITEC-AP.2014.6941212
- [6] Texas Instruments, "Bq769x0 3-series to 15-series cell battery monitor family for li-ion and phosphate applications," BQ76930 datasheet, Oct. 2013 [Revised Mar. 2019]

OPTIMIZING BIAS POINT OF HIGH EFFICIENCY CLASS-B GAN POWER AMPLIFIER FOR THE BEST EFFICIENCY

Ondrej Fiser

Doctoral Degree Programme (1), FEEC BUT E-mail: xfiser13@vutbr.cz

Supervised by: Tomas Gotthans E-mail: gotthans@vutbr.cz

Abstract: High performance amplifiers are always a demanding component in the world of wireless communication. The amplifier is the heart that drives each radio system. We have designed and developed a high performance one-stage class-B GaN power amplifier for drone applications in the S-band (at 1,6 GHz) with maximum output power 6 W. This paper compare fixed settings of the bias point option and optimized bias point for the best efficiency within the entire output power range. Applying the proposed method, that is particularly advantageous for low power performance to improve efficiency by more than 15 %.

Keywords: GaN, S-band, RF power amplifier, Class-B, PAE, Bias circuit, Matlab

1 INTRODUCTION

Efficiency and linearity of the microwave power amplifier (PA) are critical elements for modern wireless communication systems. An optimal PA is designed on the following parameters: Gain, PAE (Power-Added Efficiency), RF power, ACPR (Adjacent Channel Power Ratio), linearity, stability and etc. To minimize distortion, they are typically operated in Class-A or Class-AB mode. Unfortunately, the efficiency of these classes is very low and therefore not suitable for input signals with a high peak to average power ratio (PAPR). For example in the case of OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) we can have 12 dB PAPR and in order to amplify the signal without distortions, back off must be applied [3].. This problem can solve the use of, for example, Doherty's topology [1] that combines the amplifier class-AB and C, where majority of the signals are amplified in the AB class and the peaks are amplified in class-C. On the other hand, the Doherty architecture is not broadband. An usual amplifier works with a fixed supply voltage (on the transistor drain) and a fixed bias voltage at the gate of transistor. With the advent of fast switching elements, drain voltage can be changed dynamically, depending, for example, on the input power (known as envelop tracking [4], [6]), temperature or other parameters, thereby further enhancing the efficiency of the amplifier.

In this paper, the aim is focused on optimization of bias point of PA in class-B for the best efficiency within the entire output power range. We designed one-stage PA (which was designed and developed before) for airborne application with RF Power GaN HEMT transistor CGH40006P from CREE Corporation. The basic idea of this paper is that if the airplane is near a station or satellite with which it communicates (and has good conditions for communication), it does not need to transmit at maximum power (from the point of view of the energy balance). For example in the close proximity, usually the output power is derated by decreasing the input power. But, such approach will use the PA in inefficient region causing high raise of junction temperature. Therefore we propose instead of decreasing the input power, to change the supply voltages.

The paper is organized as follows: section II contains design of PA and Section III a brief description of the method for optimizing best of bias point. The measurements, laboratory setup and obtained

results are described in Section IV. Section V closes this paper.

2 PA DESIGN

In PA design, Microwave office (AWR-R14) software from National Instruments is used. For the design, a nonlinear model of CGH40006P from CREE Corporation was used with common source configuration. We designed a broadband class-B amplifier in the carrier frequency 1,6 GHz.

Cree (now known as Wolfspeed) GaN (Gallium Nitride) HEMTs (High Electron Mobility Transistors) offers greater power density and wider bandwidths compared to Si and GaAs (Gallium Arsenide) transistors. GaN has superior properties compared to silicon or gallium arsenide, including higher breakdown voltage, higher saturated electron drift velocity, and higher thermal conductivity.



Figure 1: Schematic of class-B amplifier

2.1 QUIESCENT POINT SELECTION

For an amplifier in c1ass-B (Fig. 1), it is typical to select the quiescent point (Q-point) near pinch-off voltage [5]. Q-point is selected just below the pinch-off at $V_{GS} = -2.85$ V ($I_{DS} = 81.4$ mA) and the drain voltage is 28 V.

Importantly, during the power up and initial adjustment testing, the Q-point is set according to the drain current, because the real U_{GS} can be slightly different from the simulation, because the simulation rely on a transistor model and not on a load-pull measurement.

2.2 BROADBAND MATCHING NETWORK DESIGN

After Q-point selection for class-B operation, another important task in PA design is to select proper bias network in order to avoid any oscillation, interference and too match input/output. A big advantage of the used transistor is total stability over the entire frequency range 1 - 6 GHz. The output impedance of the transistor was determined Load-Pull simulation of the amplifier (Fig. 2a), which consisted in sweeping the reflection factor on the output and monitoring the change of important parameters - output level, efficiency, phase distortion and linearity (Fig. 2b). The input impedance of the transistor was determined based on parameter S11.

Based on the found input and output impedance of the transistor, an input and output matching network for 50 Ohms. With respect to the power and high operating frequency of the amplifier, the matching circuits are formed by microstrip lines with a blocking capacitor for the DC component.

The final phase of the amplifier design is the design of its bias circuitry for gate and drain of the transistor. Bias circuit supplies DC voltage and prevents the penetration of the RF signal to the DC amplifier section. The bias circuit for the gate can be designed easily by using high-conduction line,



Figure 2: a) Simulated load-pull analyze - marker indicates maximum PAE and output power. b) Simulated AM-AM linearity analyze.

typically ≥ 100 Ohms. In contrast, the bias circuit for the drain of the transistor must handle the DC current in order of amperes. In this design of amplifier, bias circuits are implemented by two RF chokes, which perceive the RF signal as high impedance and do not penetrate the DC part of the amplifier.

Hence, the final schematic of class-B PA design is shown in Fig. 1. After design, PA was fabricated on FR4 substrate, thickness of the substrate was 1 mm and dielectric constant (ε_r) was 3,38. The size of the amplifier was 62x31 mm only. The results of class-B PA are discussed in section-IV.

3 MEASUREMENT AND OPTIMIZING BIAS POINT

Assuming that it is desired to reduce the output power of the amplifier (description of the situation in Section I.), it is not enough just to reduce the input signal of amplifier. Lowering of the input power will reduce surplus output power, but at the same time it will shift down on the efficiency curve (Fig. 5a) and the amplifier will have a higher power dissipation.



Figure 3: Picture of the developed experimental test bench

Solution of this problem is the optimization of the bias point of amplifier. For RF measurement, a setup was arranged to characterize the amplifier as shown in Fig. 3. RF signal generator is used to apply the input signal and frequency sweep. Attenuator is used to limit RF power to protect spectrum analyzer, while the spectrum is used to analyze the RF output signal. Programmable biasing (-5 V) and drain source (28 V) are external DC power supplies with OCP (Over Current Protection) were used to bias the amplifier and sequence circuit. In the measurement, RF power sweep was also performed at the centre frequency of 1,6 GHz. The input power was swept from -20 to 0 dBm.

The method is based on a detailed measurement of the entire operating range of the amplifier, where the input power, bias voltage at the gate of transistor, supply voltage and temperature are swept. It is measured during the measurement output power, gate and drain current of transistor. Measurement its an extremely time-consuming process, so it is necessary to do it on an automated workplace. The measurement result resulted in a four dimensional data matrix from which it is possible to calculate the efficiency of the amplifier. On the Fig. 5a. is visualisation of PAE for two different power supplies 28 V and 19 V.



Figure 4: A test-bench setup to characterize the fabricated amplifier

The next step was to create a Matlab script for processing measured data. The algorithm works by going through individual measurements and looking for the best parameters for the required output power.

4 RESULTS AND DISCUSSION

After proposed broadband PA design, the simulations were performed prior to the fabrication. The input and output reflection coefficients (S_{11} and S_{22}) are < -10 dB at the desired operating frequency 1,6 GHz.

The dynamic point adjustment method improves efficiency at low input power by more than 15 % (Fig. 5b). However, with the changing operating conditions of the amplifier (especially the drain power reduction), the output impedance of the transistor changes and the amplifier becomes unadjusted [7]. This problem can be partially compensated by changing the voltage on the gate of transistor, at the cost of a slight reduction of gain. Another important factor that affects the efficiency of the amplifier is the temperature, so it is necessary to calculate with that (especially for aircraft where the temperature is greatly varied) and have it included in the efficiency model of amplifier.



Figure 5: a) Visualisation of simulated PAE vs Pout at dynamics bias points. b) Measured PAE vs. Pout of fabricated PA at 1.6 GHz with and without dynamic biasing.

Unlike the envelope tracking, where the envelope of the input signal is extracted by envelope detector and the amplifiers parameters are changed based on its magnitude, the dynamic biasing offers greater efficiency [2] in terms of the energy balance of the broadcasting. The limiting element of both methods is the speed of control of the amplifier parameters. Whilst the Envelope tracking needs to follow the signal envelope very precisely (timing is crucial), and where modulating high supply voltages is challenging, our method take advantage of a priory knowledge about the necessary output power.

5 CONCLUSION

In this paper, it was designed and fabricated one-stage class-B amplifier for S-Band (at 1,6 GHz), using the latest GaN on Si HEMT technology. CGH40006P from CREE Corporation was used. The dynamic biasing technique was also described. The proposed method allows to reduce losses by more than 15 % without complex hardware beside fixed settings of the bias point of the class-B amplifier.

ACKNOWLEDGMENT

This work was supported by the Czech Science Foundation, project no. GA17-18675S and by the BUT project no. FEKTS-17-4426. Research described in this paper was financed by Czech Ministry of Education in frame of National Sustainability Program under grant LO1401. For research, infrastructure of the SIX Center was used.

REFERENCES

- J. Kim, B. Kim and Y. Y. Woo, "Advanced Design of Linear Doherty Amplifier for High Efficiency using Saturation Amplifier", 2007 IEEE MTT-S International Microwave Symposium, pp. 1573-1576, Honolulu, HI, 3-8 June 2007.
- [2] P. Medrel, A. Ramadan, J. M. Nebus, P. Bouysse, L. Lapierre and J. F. Villemazet, "High efficiency class B GaN power amplifier with dynamic gate biasing for improved linearity," in Electronics Letters, vol. 48, no. 18, pp. 1136-1137, 30 August 2012.
- [3] Techplayon.: What is PAPR, Why it matters to Power Amplifier? [online], [cit. 2019-03-31] Available: http://www.techplayon.com/papr-peak-average-power-ratio-matters-power-amplifier/
- [4] Kimball, D.F., et al.: High-efficiency envelope-tracking W-CDMA base-station amplifier using GaN HFETs, IEEE Trans. Microw. Theory Tech., 2006, 54, (11), pp. 3848-3856
- [5] A. Kashif, S. Azam, F. Mughal, N. B. Cheema and M. Imran, "Two-stage GaN HEMT based class-C pulsed amplifier for S-band radar applications," 2015 12th International Bhurban Conference on Applied Sciences and Technology (IBCAST), Islamabad, 2015, pp. 560-563.
- [6] P. Medrel et al., "Implementation of dual gate and drain dynamic voltage biasing to mitigate load modulation effects of supply modulators in envelope tracking power amplifiers," 2014 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS2014), Tampa, FL, 2014, pp. 1-4.
- [7] N. Deltimple, L. Leyssenne, E. Kerherve, Y. Deval and D. Belot, "Dynamic biasing techniques for RF power amplifier linearity and efficiency improvement," 2010 IEEE International Conference on Integrated Circuit Design and Technology, Grenoble, 2010, pp. 232-235.
- [8] Ceylan, Osman & Marco, Lazaro & Pires, Sergio. (2018). Refine biasing networks for high PA low-frequency stability. Microwaves and RF. 57. 52-56.

Doktorské projekty

Komunikační technologie a informační bezpečnost

SCALABLE PERSON IDENTIFICATION SYSTEM FOR REAL-TIME APPLICATIONS

Martin Rajnoha

Doctoral Degree Programme (3), FEEC BUT E-mail: martin.rajnoha@vutbr.cz

Supervised by: Radim Burget E-mail: burgetrm@feec.vutbr.cz

Abstract: Face recognition systems can play significant role in our every day lives. This paper proposes a scalable system for person identification based on face recognition methods and its implementation that utilizes queues, containers and microservices architecture. The proposed system uses a GPU acceleration therefore it can run in real-time. It utilizes two deep neural networks - Single Shot Multibox Detector (SSD) for a face detection and Facenet for a face recognition.

Keywords: facerecognition, scalable, realtime, detection, microservices, queues, identification

1 INTRODUCTION

In the last decades the security situation all around the world has become more unpredictable and full of threats in the meaning of terrorism, robberies etc., especially at crowded places. Because of that pedestrian identification system can play very significant role. Thanks to latest technologies and improvements in information technologies, mainly fields such as computer vision, artificial intelligence and deep learning, it is possible to build systems that can minimize mentioned dangers and may significantly support security services. The amount of people walking through the shopping malls or airports is enormous and real-time control of all these people with list of suspects is almost impossible task for human [1].

On the other hand, this task can be relatively easily solved by computer programs. This paper describes a whole system and its implementation for real-time person identification purposes based on face recognition. The proposed person identification system can be deployed on already existing camera systems and it can utilize and extend their abilities. The system utilizes deep learning technology, especially convolutional neural networks [2] for both face detection and face recognition parts. Because of that it is supposed to be more precise, robust and resistant to camouflage (glasses, hat...). It does not store any sensitive and personal information about the people. Identification is performed in real-time and it uses embeddings [3] that are created from face by one-way function without chance of reconstruction of an original image. A database of suspects contains also only embeddings. The system does not have to be used only for suspects identification but it can be used also as a kind of authorization system in protected areas and notify security service when there is an unknown person detected.

The rest of the paper is structed as follows: Section 2 deals with a methodology, presents a whole system and briefly describes applied methods. This part is focused on a structure and implementation of the system (microservices, queues, scalability). After that there is a result Section 3 that presents outcomes regarding the proposed system and the last Section 4 concludes the paper.

2 METHODOLOGY

The system described in this paper is supposed to run in real-time, therefore delay requirements are critical and it must be robust enough regarding its wide range of possible applications. Conventional face recognition methods are basically designed for handling ideal cases such as one face on the image in a good quality. Of course, there is some robustness and ability to handle worse cases but they are not primarily designed for multiple face handling. Because of that the overall system can be divided into two main components that are face detection and face recognition. Both are stand-alone independent components but in the scope of the overall system they have to be performed sequentially because of the face recognition requires the face detection.

The first part of process is detection of faces using Single Shot Multibox Detector (SSD) [4] method that utilizes deep convolutional neural network. It detects all faces on the image using only one "shot" instead of conventional detectors that must process the same image multiple times (different scales). A transfer learning [5] method was used and an existing model (its weights) was fine-tuned to perform the face detection. Each particular face is then cropped based on detections of SSD and embedding vector of length 128 is created from the face. Another deep neural network – Facenet [3] is used for face encoding to the embedding vector, i.e. finding the most important features of the face. After that the resulting embedding is compared (using Euclidean distance) with embeddings in the database.

Any face recognition system struggles with different angle of persons look (angle of the camera). A face landmark estimation [6] method is used for partial elimination of this problem. Before embeddings creation, the face is centered as much as possible using 68 points that contains each face and image processing trasformations (rotations, shear ...) [7]. The overall system is obviously more complicated (see Fig. 1). Components have to be connected, the system contains the database, it must have some error handling and of course it must have some application interface that connects the system with an user interface.



Figure 1: An architecture of the overall system for person identification.

The system is designed to handle three tasks: *facerecognition, add person, remove person* and it returns an answer in JSON format (coordinates of faces and percentual match with suspects). Next subsections briefly describe implementation of mentioned components and a communication between them. They also deal with used tools and techniques that all together creates a robust and scalable person identification system.

2.1 MICROSERVICES

The proposed system uses a microservices architecture¹ that divides an application into multiple services that are independently deployable, maintainable and testable. Previously mentioned components – the face detection (SSD) and the face recognition (FR) are considered as individual services and there is one more service called "task handler" which is responsible for error handling and routing of tasks. Each service runs as a container using Docker² platform. Docker does not allocate any hardware resources but uses them directly during runtime. Each docker image has its own environment and all necessary dependencies must be installed and source code and files have to be copied in it. Once the image is built, it can be run instantaneously (possible in more instances).

The task handler service is responsible for tasks reading and controlling of their correct behaviour. The task must contain the image in BASE64 format and type of the task definition. If the task is correct, task handler sends it to the corresponding service, otherwise the task is returned with some error description. The SSD service gets the input image in BASE64 and returns JSON with coordinates of face detections. The SSD uses pre-trained machine learning model that is part of the container and it is loaded immediately after start of the container. The face recognition service can handle two types of tasks: The first one is facerecognition that takes coordinates of face detections as the input and returns percentual match with suspects for each detection. The second type of task is a management task in the meaning of adding or removing persons from the database. Because of the requirement of fast processing, the whole database is loaded into the RAM memory after the container starts. This database is then synchronized between the RAM memory and the hard-disk copy.

2.2 QUEUES

Individual services in form of containers were described in the previous subsection. But how do they communicate between each other? A queue system is used for this reason and specifically Rabbit MQ^3 for the case described in this paper. Using queues in general has many advantages such as: It can ensure communication between different services. It creates an interface between services and it does not matter what programming language or what operating system is used by services. It can have multiple producers and multiple consumers. Tasks are dynamically added and fetched, basically in FIFO (first in first out) order. A queue size can be monitored and based on utilization there can be a program for limitation of input tasks amount. Queues does not provide communication only between services (containers) but they can provide an application interface to frontend or user interface. It is simpler for debugging and updating or exchange of some service can be done without an outage.

2.3 SCALABILITY

The biggest advantage of the proposed architecture is its scalability. As it was already mentioned queues can have multiple consumers and each service in the container can run in multiple independent instances. It allows to exchange any service in any time. First, a new service is connected to the queue and it starts to consume tasks. Both services can run simultaneously and there is also time for testing. if everything works properly, the old service is stopped (container killed) and after that only new service consumes and handles tasks.

In the case the system is not able to run in real-time, there is a possibility to start more containers (workers). An example of running multiple workers is in Fig. 2 where there are two instances of SSD and three instances of Facerecognition service.

https://microservices.io/

²https://www.docker.com/

³https://www.rabbitmq.com/



Figure 2: The usage of multiple instances of container services.

Running multiple Facerecognition containers is problematic because of a synchronization of the database between all containers. All containers are mounted to the same database on the hard-disk but they run their own instances of the database in the RAM memory. If there is a task for the database management (add or remove person), only one container takes this task and processes it (it updates the RAM and the database on the hard-disk). Other containers do not know anything about this change in the database. The Facerecognition service has its own management queue for handling this problem. After the container finishes database update it sends copy of the task to all other container queues with a flag that says do not update the database on the hard-disk (it would cause an infinite loop).

3 RESULTS

The critical part is an ability to run in real-time. There is a possibility to use multiple threads for parallelization of services. This makes sense only when a CPU is used and given service can be faster as many times as number of CPU cores. Because of the proposed system uses two deep neural networks, a GPU acceleration is more significant instead of the CPU parallelization (see Table 1). A conventional face recognition framework (e.g. face-recognition[7]) uses Histogram of Oriented Gradients (HOG) [8] method for the face detection which runs only on the CPU. A comparison of average times using the CPU and the GPU for face detections and embeddings creation by this framework is in Table 1.

Operation	CPU [s]	GPU [s]
SSD detection	0.76	0.02
Face embeddings	0.35	0.01
HOG detection and face embeddings	1.26	0.35
SSD detection and face embeddings	-	0.031

 Table 1:
 Comparison of average times on CPU and GPU (Titan Xp) for different operations

The last record of the Table 1 represents an average time for the face detection by the SSD and consequently embeddings creation. The average time 0,031 sec presents how powerful and effective are deep neural networks with the GPU acceleration. As it was already mentioned in Section 2.3,

multiple workers (instances of services) can be used to process tasks in parallel manner instead of a parallelization within individual process. Processing time of the SSD is 40 fps for 1 worker and 60 fps for 2 workers. It is caused by high hardware requirements and whole SSD network is not fitted twice to the GPU memory. A face recognition processing time is 13 fps for 1 worker, so 4 workers are needed for 50 fps.

4 CONCLUSION

This paper deals with challenging system of a real-time person identification based on face recognition methods. It describes its two most important components - Single Shot Multibox Detector (SSD) for the face detection and Facenet for the face recognition. The paper is focused on the implementation of the proposed system mainly the ability to run in real-time. It describes microservices architecture built on Docker platform and communication using a queue system (RabbitMQ). It presents advantages of a proposed structure mainly in the matter of deployment, testing and scalability. Several test cases and measurements were performed in scope of this work that are summarized in the Section 3. Average processing time of the proposed system is 0.031 sec using only one instance of each service. Processing speed of 50 fps can be achieved by running two SSD service instances (containers) and four instances of the Facerecognition service. No personal data is stored during processing and the database of suspects contains only embeddings created by one-way function from faces. The proposed system runs in real-time and thanks its architecture can be easily applied even for older and existing camera systems.

ACKNOWLEDGEMENT

Research described in this paper was financed by NSP LO1401 and by Ministry of the Interior of the Czech Republic grant VI20172019086. For the research, infrastructure of the SIX Center was used.

REFERENCES

- Rajnoha M., Povoda L., Masek J., Burget R., Dutta M.K.: Pedestrian Detection from Low Resolution Public Cameras in the Wild. In: 5th International Conference on Signal Processing and Integrated Networks (SPIN) 2018, pp. 291-295. IEEE.
- [2] Krizhevsky, A., Sutskever, I., Hinton, G. E: Imagenet classification with deep convolutional neural networks. In: Advances in neural information processing systems. 2012, pp. 1097-1105.
- [3] Schroff F., et al.: Facenet: A unified embedding for face recognition and clustering. In: Proceedings of the IEEE conference on computer vision and pattern recognition, 2015, pp. 815–823.
- [4] Liu W., et al.: SSD: Single Shot MultiBox Detector. In: Computer Vision ECCV 2016, Springer International Publishing, 2016, pp. 21–37.
- [5] Pan, S. J., Yang, Q.: A survey on transfer learning. In: IEEE Transactions on knowledge and data engineering 22, no. 10, 2010, pp. 1345-1359.
- [6] Kazemi V., Sullivan, J.: One millisecond face alignment with an ensemble of regression trees. In: Proceedings of the IEEE conference on computer vision and pattern recognition, 2014, pp. 1867–1874.
- [7] Geitgey A.: Machine Learning is Fun! Part 4: Modern Face Recognition with Deep Learning. Medium.com, 2016
- [8] Dalal N., Triggs B.: Histograms of Oriented Gradients for Human Detection. In: IEEE Computer Society Conference on Computer Vision and Pattern Recognition (CVPR'05), 2015.

GPON FRAME DATABASE DESIGN

Martin Holik

Doctoral Degree Programme (1), FEEC BUT E-mail: xholik11@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Tomas Horvath

E-Mail: horvath@feec.vutbr.cz

Abstract: This paper deals with design of a database for capturing and saving frames transmitted in downstream direction over gigabit passive optical network (GPON). This kind of system uses optical transfer over passive optical networks and therefore the architecture of network is different than Ethernet technology. The useful payload is encapsulated in GEM frames by using the gigabit encapsulation method. In this article, we describe basic principles of passive optical networks and a database model for saving GPON frames in the downstream direction captured by the field programmable gate array (FPGA) card. Next, the fundamental scripts for analysing physical layer operation, admission and maintenance (PLOAM) messages are discussed. Finally, a developed Python tool for advanced analysis is shown.

Keywords: GPON, ONU activation process, PLOAM messages, Python, SQL database

1 INTRODUCTION

Over the last years, with increasing number of Internet users, the number of public services which are sharing between users is also increasing. The main purpose of these services are capabilities to gather, share and process information [1], [2]. Results of that development are requirements on the quality, stability and high-speed of Internet connection [3],[4].

These events have become the reason for increasing bit rate over transmission networks. That's why standard metallic lines are being replaced by active optical links in high-speed (backbone and access) networks. Also in the last mile connections the metallic lines are replaced by passive optical networks (PONs). Passive networks have shorter range than active networks but lower maintenance and operating costs have become their main advantage [5]. With the gradual development of this kind of optical networks, many technologies have also been developed that differ primarily in their transmission speed and network communication.

The definition of PONs is based on the recommendation of the International Telecommunication standardization section (ITU-T). Seems to be main problem with optical transmission because the manufacturers of optical devices don't have to follow the recommendations. The second disadvantage is networks analysis because for traffic analysis there exist only commercial analysing tools such as GPON XpertTM or GPON-DoctorTM. The application of these tools for monitoring network communication is determined by subsequent licensing policy and too high purchasing price. This limitation is critical for users, who in many cases want to perform a broader range of analyses.

2 PASSIVE OPTICAL NETWORK

Passive optical networks are deployed between end-users and access networks where they have replaced metallic-based networks. At present there by exist a few types of PONs which are distinguished termination on user's side. PONs consist of only passive devices which don't require electric power. Active devices are used only as terminating units. The topology of networks is point-tomultipoint. Transmission over GPON is based on time division multiplex (TDM). Each time slot contains one message for one specific optical network unit (ONU). In the downstream direction the traffic is transmitted as a broadcast. So evidently, each user side unit obtains also frames for other units on network.

3 DATABASE DESIGN

The transmission over a passive optical network is captured for detection purposes with own developed FPGA card. The main function of the card is to capture consecutive bits. The card is the processed by parsing software written in C#. This software compiles data from GPON frames and saves them for further processing and analysis in XML format. Captured and composed frames are saved into MS SQL for more advanced data operations. The advantage of using a database storage system is the ability to define the storage structure and set permissions for individual users. Userdefined rules can be configured differently to enable security settings.

Future application of our project is based on selection of appropriate database design and structure. In Figure 1 database with name GPON for saving downstream traffic cauptured by FPGA card connected to optical network is shown. Captured GPON frames are decomposed into the GPON header and the useful payload which contain encapsulated GEM frames.

PCBDheader				РСВЕ	PCBDheaderPLEND			
9 РК	gpon_header_id : bigint	1	N	FK	gpon_header_id : bigint			
	Psync : binary (4)			РК	plend_id : bigint			
	ldentFEC : bit			[blen : binary(2)			
	ldentRsvd : bit				alen : binary(2)			
	IdentFrameCounter: binary(4)				Crc : binary(1)			
	PloamdOnuld : binary(1)				Dheader RW/MAR			
	PloamdMessageId : binary(1)		N	РСЫ				
	PloamdData : binary(10)			FK	gpon_header_id : bigint			
	PloamCrc : binary(1)			₽К	AllocStructureID : bigint			
	Bip : binary(1)				alloc_id : binary(2)			
		J			pls_u : bit			
GEM	frame				ploam_u : bit			
F K	gpon_header_id : bigint	N			fec_u : bit			
РК	gem_id : bigint				bdr_u : binary(1)			
	PLI : binary(2)				reserved : binary(1)			
	GEMportID : binary(2)				StartTime : binary(2)			
	PTI : binary(1)				StopTime : binary(2)			
	HEC : binary(2)				Crc : binary(1)			
	Payload : varbinary(4096)							

Figure 1: Database design

The process of saving is composed of several consecutive and dependent steps. Data are saved by using stored procedures on MS SQL server. In the first step, there are taken all fields from GPON header and they are stored in the database in the following order PSYNC, IDENT. After storing these fields are processed, in the second step controlling information from PLOAM fields. PLOAM messages are stored in the separate table and split with a unique key from previous table. At the end, there are also stored items from BWmap. The store process of this field is more complex than storing previous fields because BWmap is an array with the variable length. The field is stored by allocation structures. The allocation structure is N-bytes structure. Information about the off-site broadcasting is held in the one allocation structure. In figure 1 prepared storage for individual GEM frames is also shown. This storage is also disabled for saving field of GEM frame including user data.

The data in database is stored in raw form because it is better for the parser, which reads bits from the network and also for the next consecutive processing and analysis. For the database operation raw format is also better, but the main problem is with showing the contents to the user. Stored fields are displayed as bytes in hexadecimal format and for reading in decimal format internal or own written conversion function it must be used. The hexadecimal format is used when programming languages read data from the database. Loaded data are displayed in binary form but it is possible to make an easy conversion. The binary form is also better for the work in applications, for example in PLOAM messages, where certain bits are needed to detect the ONU-ID during the activation process.

	PSYNC	FEC	Rsvd	FrameCounter	OnulD	Ploam- ID	Ploam message name	PloamData	PloamCRC	BIP	GPON_ID
0	3064672736	1	0	850499514	0	*32	Undefined message!	b'\x01\xffY\xab \xaa\x00 \x00\x00 \x83'	96	0	1
1	3064672736	1	0	850499515	0	*32	Undefined message!	b'\x01\xffY\xab \xaa\x00 \x00\x00 \x83'	96	0	2
2	3064672736	1	0	850499516	0	*32	Undefined message!	b'\x01\xffY\xab \xaa\x00 \x00\x00 \x83'	96	0	3
3	3064672736	1	0	850500705	18	*30	Undefined message!	b'\x14\xff\x00 \x00\x00 \x00\x00 \x00\x00	96	0	4
4	3064672736	1	0	850500706	18	*30	Undefined message!	b'\x14\xff\x00 \x00\x00 \x00\x00 \x00\x00	96	0	5
5	3064672736	1	0	850500707	18	*30	Undefined message!	b'\x14\xff\x00 \x00\x00 \x00\x00 \x00\x00	96	0	6
6	3064672736	1	0	850539434	0	*32	Undefined message!	b'\x01\xffY\xab \xaa\x00 \x00\x00 \x83'	96	0	7

Figure 2: Output from basic script

Future analysis is possible on two independent levels MS SQL 2016 and Python programming language, but it should have been combined. The stored procedures and functions provide a very simple interface for processing at the database server. Then the user does not have to access to their source code. Inside the storage procedures and function are internally defined groups of commands or database queries which on the something input returns some data operation. The typical result of a function is in most cases some value in decimal format for reading by the user. When the storage procedure is used an output table is created. These tables can be used in Python scripts. The Python script establishes the connection with database and calls stored procedures. When the procedure is executed, the Python script loads data from the table during SQL query, closes the database connection and runs its own code for data proceeding. Executed code continuously shows results in text format in the programming terminal and at the end when data is processed the results are exported to hypertext mark-up language (HTML) tables. For higher level presentation of the results, there are bootstrap cascading styles sheets (CSS), as can be seen in Figure 2. The analyses are performed with pre-defined input parameters. These parameters affect the analyses and also define if the analyses are performed for one specific ONU unit or for all ONUs.

The output of one of the scripts can be seen in Figure 2. There the script for filtering the ONU trigger process from the downstream traffic is used. After connecting each ONU to the network a sequence of defined PLOAM messages is initiated where by OLT and ONU determine the needed parameters for communication. This process is called activation process [6].

The GPON frames are processed so far at all levels. Downstream traffic captured by the FPGA card is processed by a parser application and stored in the database system. The Python script performs in the first phase a group of database calls via Transact-SQL and the server triggers the activation process. During the analysis the data is filtered and extracted into a special sequence. This sequence is in the next step saved in a separate table. The contents of the table are filtered PLOAM messages corresponding to the captured communication during the activation process. For downloading a table from the database by a Python script it is necessary to perform the next SQL call and then the script process in the analysis.

Analysed activation process is stored in an internal SQL database structure. During the analysis the PLOAM messages are checked with the expected data if the received messages are valid. When an inconsistency is detect by the script, the cells in the HTML table are marked red for better user orientation (see Figure 2). This script is from the package of scripts for GPON analysis. With this packages it is possible to follow all communication over the passive optical network.

Another script contains detection of all PLOAM messages. Captured messages are compared with PLOAM messages described in the recommendation of ITU-T G.984.3 and detected errors are graphically showed. The errors shown in Figure 2 were caused during debugging of database and parser software. The last but not a least we created very simple script which counts number of messages, detects ONUs and also creates a list of all ONUs ODN.

Scripts described above were used as the first concept for the analysis. For practical use their functionality will be implement as a more advanced and more user friendly application. This application will be developed as a web service based on the Flask framework. This tool allow the user the manage GPON analysis without knowledge the Python programming language and MS SQL database system which was necessarily for basic scripts. The application automatically manages database connection, runs required operations and captures and analyses the content on the website.

4 CONCLUSION

The proposed database is able to store GPON frames and run basic analysis on the SQL server or provide all captured data for later advanced processing. In the database there are saved disassembled GPON headers in binary format. In the simple analysis it is possible to detect PLOAM messages from downstream transmission. These messages are used for detecting activating and deactivating processes for one or multiple ONUs. In addition, the system can filter traffic for ONUs and even create a statistic of transmission. In combination with simple Python scripts it creates user-friendly output and provides managing analysis without knowledge of the database system.

The first version of the script, the system detected only parts of GPON header in the downstream direction, but now we detect all of the GPON frame and create user friendly tool for managing database by implementing basic scripts functionality into it.

All data from the network is obtained through our developed FPGA card. This is the main difference between our and commercial solutions. The advantage of our solution is its flexibility because by its modification, it can be used for many other purposes such as GPON safety testing. The parser software and database storage will be after completing downstream traffic analysing enhanced by upstream analysis.

The future goal is implementation of functionality for detecting and saving all GPON frames including encapsulated GEM frames transferring useful payload and also for detect frames in upstream direction. After successful decoding it will be possible to create methods of advanced analysis and implements to the graphical Python tool.

ACKNOWLEDGEMENT

The research described in this paper was financed by the grant of the Ministry of the Interior of the Czech Republic, Program of Security Research, VI20172020110, "Reduction of security threats at optical networks", by the National Sustainability Program under grant LO1401 and by the grant of the Brno University of Technology [FEKT-S-17-4184]. For the research, the infrastructure of the SIX Centre was used.

REFERENCES

- [1] Sapolsky, H. M.; Crane, R. J.; Neuman, W. R.; Noam, E. M. *The Telecommunications Revolution: Past, Present and Future*; Routledge; Reissue edition: London, 2018; p. 217.
- [2] Keshav, S. Paradoxes of Internet Architecture. *IEEE Internet Computing* **2018**, *22* (1), 96-102 DOI: 10.1109/MIC.2018.011581523.
- [3] Houtsma, V.; van Veen, D.; Harstead, E. Recent Progress on Standardization of Next-Generation 25, 50, and 100G EPON. *Journal of Lightwave Technology* **2017**, *35* (6), 1228-1234 DOI: 10.1109/JLT.2016.2637825.
- [4] Suzuki, N.; Miura, H.; Matsuda, K.; Matsumoto, R.; Motoshima, K. 100G to 1T based Coherent PON Technology. In 2017 European Conference on Optical Communication (ECOC); IEEE: Gothenburg, Sweden, 2017; pp 1-3.
- [5] Mahloo, M.; Chen, J.; Wosinska, L. PON versus AON: Which is the best solution to offload core network by peer-to-peer traffic localization. *Optical Switching and Networking* 2015, *15* (1), 1-9 DOI: 10.1016/j.osn.2014.03.001.
- [6] Hood, D.; Trojer, E. *Gigabit-capable passive optical networks*; Wiley: Hoboken, c2012; p. 448.

SLOW DOS ATTACKS DETECTION AND MITIGATION

Marek Sikora

Doctoral Degree Programme (2.), FEEC BUT E-mail: marek.sikora@vutbr.cz

Supervised by: Václav Zeman E-mail: zeman@feec.vutbr.cz

Abstract: This article investigates the detection and mitigation methods against Slow DoS (Demand of Service) attacks. This research is focused on Slowloris, Slow POST, Slow Read, and Apache Range Header attacks. Detection methods are based on network traffic analysis and anomalous traffic monitoring. When the attack is detected, the attacker is blocked and web server resources are released. Methods are implemented as an intrusion prevention system software.

Keywords: Slow DoS, network traffic analysis, network monitoring, Slowloris, Slow POST, Slow Read, Apache Range Header, detection, mitigation

1 INTRODUCTION

The DoS attack tries to make network services unavailable to users, or reduce the quality and speed of service. The attacks are most often targeted to web servers. The complexity of DoS attacks increases. The DoS attacks have evolved from primitive flooding attacks into sophisticated application layer attacks [1]. Due to the valid use of lower-layer protocols, these attacks can avoid detection. Service vulnerability depends on the security level of a used web server (Apache, lighttpd, Nginx, IIS, etc.) [2].

There are several mechanisms to protect web-servers from DoS attacks: using backup servers, honeypots, and load balancers; modifying web servers configuration; using specialized security modules and updates for web servers; using firewalls or intrusion prevention system (IPS) [3]. However, these mechanisms are not effective in all situations. Thus, it is necessary to develop an advanced approach based on traffic analysis and detecting anomalies [4].

2 SLOW DOS ATTACKS

Slow DoS attacks can be done from one attacker station by sending a small number of requests at a very slow rate [1]. This type of attack is difficult to detect because it is similar to the communication of a legitimate user with a slow internet connection. Slow DoS attack fills the web server input queue by establishing a large number of Transmission Control Protocol (TCP) connections. An attacker has to communicate sufficiently to prevent the connection from being closed. If all the web server resources are occupied, the web server will not be able to communicate with other users [5].

2.1 SLOWLORIS

Slowloris attack, also known as Slow GET, uses Hypertext Transfer Protocol (HTTP) GET request [1]. The attacker sends an invalidly terminated request to the web server. This request does not include termination character $\r\n\r\n$, as follows:

GET / HTTP/1.1 \r\n

Host: 10.0.0.20 $r\n$ Content-Length: 32 $r\n$

The web server expects to receive the next part of the request, which will be terminated validly. The attacker continues sending a small number of random characters to keep the TCP connection open as long as possible. In this way, the attacker will establish as many connections as possible, causing exhausting all available web server resources [1] [6].

2.2 SLOW POST

This attack, also known as RUDY, an acronym of R-U-Dead-Yet, is similar to the Slowloris attack. The attacker sends validly terminated HTTP POST request with content-length value in the header specifying the size of the transmitted data. This value is set to an enormous number while the actual size of the data is minimal [6]. An example of this request is as follows:

```
POST /index.php HTTP/1.1 \r\n
Host: 10.0.0.20 \r\n
Content-Length: 10000000 \r\n
\r\n
name=a
```

The web server is forced to wait for receiving the rest of the data specified in the content-length value. Due to hold the connection open, the attacker sends a small number of random characters which may represent the next part of the data. In this way, the attacker opens more connections causing exhausting all available web server resources [1].

2.3 SLOW READ

This attack uses the TCP window size to limit a data bitrate. The TCP window size specifies the amount of data the sender can send without waiting for confirmation from the recipient. During this attack complete HTTP request is sent to the web server. The web server replies with an HTTP response, but it is forced to split the response into many parts and send them slowly because the attacker has set the small TCP window size in the initial TCP SYN packet sent to the web server. In this way, the attacker opens a high number of connections which may cause a denial of service [1] [7].

2.4 APACHE RANGE HEADER

The attack uses a byte range parameter in the HTTP request header to specify a large amount of requested data ranges from the server. The server allocates space in memory for each of the ranges separately which will cause server memory exhaustion. An attacker can use the Accept-Encoding: gzip parameter to force sending a response in a compressed format, which will increase processor usage. A denial of service is possible by an HTTP design error that causes the web server has to respond to each requested range separately [6] [8]. An example of the Apache Range Header HTTP request header is as follows:

```
HEAD / HTTP/1.1 \r\n
Host: 10.0.0.20 \r\n
Range: bytes=0-,5-0,5-1,5-2,[...],5-1298,5-1299 \r\n
Accept-Encoding: gzip \r\n
\r\n
```

3 DETECTION AND MITIGATION METHODS

The investigated Slow DoS detection methods were based on network traffic analysis. An incoming packet was parsed into individual layer protocol headers, then it was analyzed and compared with known attack features described above. If match found, remote host's Internet Protocol (IP) address and TCP connection details were saved and the host's traffic was monitored for further analysis.

Due to the easy confusion of attackers and users, limit parameters had to be set to identify attacks with certainty. These parameters were set for each attack separately due to a different type of traffic. Monitored parameters were: the number of open TCP connections from one host; maximum receiving time of one HTTP request; minimum data bit rate; maximum number of HTTP request parts. In this research, limit parameters were based on legitimate and attack traffic observation.

3.1 SLOWLORIS DETECTION METHOD

If an incoming HTTP GET request without valid termination was detected, the Slowloris attack could be involved. The following parameters of specific host communication were monitored:

- the number of unfinished parts of the HTTP GET request received on the TCP connection,
- elapsed time since the first part of the unfinished HTTP GET request in the connection was received,
- the number of open TCP connections from one IP address on which an unfinished HTTP GET requests were received.

If any of the parameters were exceeded, the attack was detected and the source IP address was blocked.

3.2 SLOW POST DETECTION METHOD

For incoming HTTP POST requests, the content-length value was compared with the actual received data size. If the values did not match, the beginning of the Slow POST attack was detected and the remote user was tracked. The same traffic parameters as with the Slowloris attack were monitored. The bit rate decrease was also monitored. An attack was detected when limit values were exceeded.

3.3 SLOW READ DETECTION METHOD

The TCP SYN segment was captured in each TCP handshake between the web server and the host. The Window Scale Factor value in the TCP SYN segment header was used to calculate the TCP window size. If the window size was suspiciously small, the connection was monitored. The following parameters of the host's communication were monitored:

- duration of an open TCP connection,
- a decrease in data transfer rate,
- the number of open connections from the specific IP address from which a TCP segment with a very small window size was received.

If any of the parameters were exceeded, the attack was detected and the source IP address was blocked.

3.4 APACHE RANGE HEADER DETECTION METHOD

Different types of HTTP requests could be used for this attack. The occurrence of the byte range parameter was monitored. If multiple requests with excessive data ranges in the byte range parameter were received, an attack was detected and the source IP address was blocked.

3.5 ATTACK MITIGATION METHOD

In the beginning, the implemented network filter applied a firewall rule to limit the number of concurrently established TCP connections from one host. This mechanism protected the web server from the overload caused by the initial attacker's requests. Subsequently, a traffic attack analysis was performed. If the attack was detected by the methods described in the previous chapter, further communication was interrupted and the web server resources were released.

In the first step, a new firewall rule was defined to block all traffic incoming from the attacker IP address. In the second step, the established TCP connections were released by sending TCP RST segments from the network filter and then system resources were available to other legitimate users.

4 TESTING



Figure 1: Test network.

Laboratory network topology is shown in figure 1. SlowHTTPTest tool was used for Slow DoS attacks generation. Apache 2.4.18 was used as a target web server. All attacks were tested in two scenarios. Firstly, without using any additional protection. Secondly, protected using the proposed network filter. The results were similar for Slowloris, Slow POST and Slow Read attacks. In the case of the Apache Range Header attack, the Apache web server was already immune. As an example, the results of testing the Slowloris attack are shown in figures 2 and 3. Web server availability is expressed by a green line which takes only two values: maximum – the server is available. TCP connections are expressed by the orange, red and blue lines.

The web server could handle around 280 TCP connections. When an attack was launched, all free web server resources were occupied. From this moment, a legitimate user could not establish com-





Figure 2: Slowloris without the network filter.

Figure 3: Slowloris through the network filter.

munication with the web server. If the designed network filter were used, the attacker was able to establish only 20 TCP connections. The presence of suspicious HTTP requests was detected by traffic analysis and the attack was revealed. Web server resources were released by sending TCP RST segments to the web server and other incoming traffic from the attacker was blocked by a new firewall rule. The web server was available to legitimate users.

5 CONCLUSION

Testing has demonstrated the vulnerability of the Apache web server to Slowloris, Slow POST, and Slow Read attacks. In contrast, the Apache web server is already resilient to the Apache Range Header attack by default. The proposed methods of traffic analysis and attack mitigation are effective. It has been proven that using the proposed methods prevent causing a denial of service. However, a real network test run demonstrates the need for further research on the Slow POST detection method due to reducing false positives. More precise detection parameters will bring more accurate results.

6 ACKNOWLEDGMENT

The research was supported by project FEKT-S-17-4184 "Information and communication systems security research". Research described in this paper was financed by the Ministry of Interior under grant VI20172019093.

REFERENCES

- Cambiaso, E., Papaleo, G., Aiello, M.: Taxonomy of Slow DoS Attacks to Web Applications, Recent Trends in Computer Networks and Distributed Systems Security, Berlin, 2012, 195-204, ISBN: 978-3-642-34134-2
- [2] Apparatus and method for detecting slow read DoS attack, Computer Weekly News [online], Atlanta, United States, NewsRx, 30. 10. 2014, 5, URL: <https://goo.gl/oHkS5R>
- [3] Method and Protection System for Mitigating Slow HTTP Attacks Using Rate and Time Monitoring, Computer Weekly News [online], Atlanta, United States, NewsRx, 21.3.2013, 6, URL: <https://goo.gl/sgRcCy>
- [4] Duravkin, I., Loktionova, A., Carlsson, A.: Method of slow-attack detection, 2014 First International Scientific-Practical Conference Problems of Infocommunications Science and Technology [online], IEEE, 2014, 171-172, ISBN 978-1-4799-7342-2
- [5] Hirakawa, T.; Ogura, K.; Bista, B. B. a Takata, T.: A Defense Method against Distributed Slow HTTP DoS Attack, 2016 19th International Conference on Network-Based Information Systems (NBiS) [online]. IEEE, 2016, 152-158, ISBN 978-1-5090-0979-4
- [6] Cambiaso, E., Papaleo, G., Chiola, G., Aiello, M.: Slow DoS attacks: definition and categorisation, International Journal of Trust Management in Computing and Communications, vol. 1, no. 3/4, 2013, ISBN 2048-8378
- [7] Shekyan, S.: Are you ready for slow reading?, Qualys Blog: Security Labs [online], 2012, URL: <https://goo.gl/Ju3UWn>
- [8] Baldwin, M.: Mitigating the Apache Range Header DoS Vulnerability, Infosec Island [online], 2011, URL: <https://goo.gl/U17PGI>
- [9] Sikora, M., Blažek, P.: Systém prevence průniku Slow HTTP DoS a DDoS útok, Elektrorevue -Internet journal, 2017, vol. 19, no. 4, p. 1-8, ISSN: 1213-1539

NETWORK PERFORMANCE OPTIMIZATION

David Grenar

Doctoral Degree Programme (3.), FEEC BUT E-mail: xgrena04@vutbr.cz

Supervised by: Miloslav Filka

E-mail: filka@feec.vutbr.cz

Abstract: It is necessary to monitor the usage of network resources within the network, and provide the solution in order to avoid network congestion problems. Based on it, a real-time network traffic analysis followed and optimization of the performance benefits. Paper will implement solution of congestion problems with packets, which are processed in RouterOS. This method will combine with mangle, firewall rules, so that we can manage the internet connection to our network ideally, and prioritize the connection packet that we want to get priority in size as we need.

Keywords: Mikrotik RouterOS, Performance, Implementation, Congestion

1 INTRODUCTION

Network is infrastructure of each application system, usually consists of multiple switches, routers, and security devices. It is necessary to monitor the usage of network resources within the network, and give the solution to avoid network congestion problems. With the changing communication requirements, the data flow through WAN shows unpredictable, uncontrollable trend. On the other hand, the transmission channel's instability and easy to be interrupted. Traffic in network cannot be controlled very well. In order to smooth communication process, timely detection and making resolution of traffic within the uncontrollable hidden dangers, there is an urgent need for real-time analysis of traffic and congestion management [1].

Multimedia applications require the transmission of real-time streams over a network. These streams often exhibit variable requirements, and require high bandwidths and guarantees from the network. This creates problems when such streams are delivered over the Internet.

Manage the internet connections from the ISP to the local network for some kind of internet purposes effectively. I hope this can be one of the reference for you to manage the internet connection as you intended. Of course you have to understand your internet network environment, that you have, so that you can implemented as you needed [2].

2 ROUTEROS

Mikrotik RouterOS is an operating system and software that can be used in order to make the computer a reliable network router, covering various features including: firewall and NAT, routing, hotspot, point to point tunneling protocol, DNS server, DHCP server, hotspot, burst and still many more features and functions. Mikrotik is suitable for use by ISP. For the installation of Mikrotik is not required additional software or other additional components. Mikrotik is designed to be easy to use and very well used for the purposes of computer network administration, such as designing and building a small complex computer network system though. Based on the form of hardware in use, Mikrotik can be classified into two types [3]:

• Mikrotik RouterOS in the form of ISO software from RouterOS which can be downloaded at www.mikrotik.com.

• Mikrotik Routerboard (Embedded Router) in the form of hardware that is specifically packed include with Mikrotik RouterOS.

In network management, it is very important to do usage management that will be used by each user. Mikrotik routers have queue function and facilities that can perform bandwidth allocation management for each user's computer. By implementing bandwidth management, is aim to improve the quality of service on the network (Quality of Service). Quality of Service (QoS) will guarantee the minimum bandwidth allocation / Committed Information Rate (CIR) on each user's computer in the network and the bandwidth allocation over Maximum Information Rate (MIR) within a certain time period, so each computer user will not have to worry about not get the bandwidth [4, 5].

Firewall in Mikrotik have main functions to protect network from wan network accident and take care about sensitive date in our network. Whenever we have different networks and they are connected together, there are always important to use necessarily protection rules which are important in order to protect our communications infrastructure. Properly configured firewall plays a key role in efficient and secure network infrastructure deployment [5].

2.1 SLOW PATH

Slow Path is the regular way packets and it is processed in RouterOS. For each packet, RouterOS has to check the whole path of the packet. In some cases, it is a considerable number of steps, which can affects performance. Slow Path consumes more resources than Fast Path [6].

2.2 FAST PATH

Fast Path is a feature of the Linux kernel and RouterOS uses the Linux kernel. Fast Path is an interface driver extension that allows you to receive, process or send traffic without unnecessary processing. Interface driver can now talk directly to specific RouterOS processes - skipping all others steps. You can use Fast Path in order to achieve compatibility within Slow Path devices. Fast Path could be from RouterOS 6.30 used on logical interfaces such a Bridge, VLAN, VRRP and Bonding - receive only. Since RouterOS 6.33 for EOIP, GRE, IPIP and since 6.36 PPPoE client interface. Traffic traveling in Fast Path will be invisible to other router facilities (firewall, queues, etc). This is show on Figure 1. [5, 6, 8]



Obrázek 1: Diagram for routing forwarding by Fast Path. [6]

2.3 FAST TRACK

MikroTik integrates Fast Path in previous version in ROS 6.30. Fast Path don't include Fast Path and Conntrack. In new RouterOS 6.42 was added new flag fasttracked. This function was integrated to firewall filter and mangle. Fasttracked packet connections also use Fast Path. Currently only TCP and UDP connections can be actually Fast Tracked (even though any connection can be marked for FastTrack). IPv4 FastTrack handler supports NAT (SNAT, DNAT or both). [7, 8]



Obrázek 2: Fasttracked connection in firewall.

All packets in a connection can be Fast Tracked, so it is likely to see some packets going through slow path. Even though connection is marked for FastTrack. This is the reason, why fasttrack-connection is usually followed by identical action=accept rule. Fast Tracked packets bypass fire-wall, connection tracking, simple queues, queue tree with parent=global, ip traffic-flow (restriction removed in 6.33), IP accounting, IPSec, hotspot universal client, VRF assignment, so it is up to administrator to make sure, that FastTrack does not interfere with other configuration [9];

Requirements for FastTrack function:

- no mesh, metarouter interface configuration;
- sniffer, torch and traffic generator is not running;
- /tool mac-scan is not actively used;
- /tool ip-scan is not actively used.

2.4 IMPLEMENTATION

Fast Track accelerates the processing of packets, because it started working on firmware from RouterOS 6.29. The feature rules within router firewall filter can be set-up depending on individual needs. It will enable for Fasttracked packets bypass firewall of typical connection packets, that are intended. To activate Fast Track is necessary to add to ip firewall filter rules with action fasttrack-connection [6, 10].

Setting example for Fast Track in terminal by command:

/ip firewall filter add chain=forward action=fasttrack-connection connection-state=established, related

/ip firewall filter add chain=forward action=accept connection-state=established, related

Tx/Rx Current: 333.5 Mbps /22.1 Mbps	freval					Frend Rule O		80
TarRx 10s Average: 335.1 Mpcs/20.6 Mbos	Filter PLies NAT Margle Raw 2	Service Parts Connections Address Lists	Layer? Protocols			Central Advanced E	Artism Datatica	(16
Ts/Rx Total Average: 333.1 Mops/20.7 Mbps	• • • • • • •	00 Reset Courters 00 Reset Al Courter			4.1	Over	Toward	Cancel
	# Action Dian Sec.	Address Out Address Potts . Src. Port	Dat. Post In. Inter	Out be. Bytes	Packets 🖤	St. Address:		heely
	0.0 D can freezed	IOK COLUMNS		2000 0.000	2 012 022	24.111	-	
Te: 333.5 Mbps	1 vac. no.4	6 8 (p)	1194 ether1	0.0	0	US. 700456.		Disable
Rx: 22.1 Mbgs	2 2 800 mp.t	17 (1194 ether1	04	0	Detect		Convert
	: defcorf: accept ICMP					Transa.		
using .	J van Dos C	1 jc		1780-4 Kit	2 300	Src. Pot:		Copy
	decorr score ergened/wate	a		50 7.04	43 355 455	Do the		Rentag
L n h	Window Was Administration			00.100	40.100.400	04.700		
	5 vacc input	6.800)	8291	52.6	1	Any. Pat:		Heset Counters
	HITTP Wan Administration					he betreforer		Read Al Courters
	6 vec. input	6.8m)	80	8.7 Ké	182	1.101164		
	: defcorf, drop al from YEAN				474 397	Out. Interface:	•	
	A prop input		deneri	3.3 PB	151 237			
	1 19 last forward			8.5.966	28.343	In. Heaface List:		
	defcorf, accept established relate	d la				On Interferentiate		
e i ili de constante de la serie de la	9 Vaco_ forward			12.4 HE	31942	COL FREE DOL DR.		
	defcorf: drap invalid					Design Market	-	
	10 X drop forward			560 6	14	rane nas.		
Pate: 3.5 Mbps	11 Vice Inward	IS TRATEd	attar1		0	Connection Mark:		
						Ruting Nati:		
						Badoo Tabir		
a Uludul						Connection Type:		
. 1. 11 H						Connection State:	ivald Cetablated Celated res Catacold A	
						Connection NAT State:		
Packet Rate: 435 p.ts								
(i	12 hours							
dynamic er	4 12 8816					1		

Obrázek 3: Monitoring performance after application of Fast Track.

2.5 PERFORMANCE

In our testing we have Mikrotik RB3011UiAS-RM with RouterOS 6.44. Traffic, which was used, has CPU capacity on almost full CPU source. In our default setup, our connections were processed with Fast Path function. That's why we trying to found out a way to save CPU usage and optimization performance within our network. The throughput of this network was another parameter which was change by Fast Track as the pass through. At the figure 4 is on left graph captured CPU using without Fast track and on the right is Graf routing with Fast track. By using this configuration, we are allowed to reduce CPU load [6, 9].



Obrázek 4: Modification load of CPU usage by Fast Track functions.

Main part of reduction of load at router was also higher efficiency of the throughput and better load of CPU using IP/Firewall profile which works with CPU. On table 1, we have compared single TCP test with Fast Path and Fast Track. From this table we are able to see that Fast Track raping the throughput and decreases the load of CPU. This performance optimization has effect for shaping and also detection of specific type of contend connections services, for example like video streaming. RouterOS uses receive flow packet steering to assign incoming traffic to a specific CPU thread, which is hash value. Hashing process can be hard-coded in the hardware, configurable in the hardware or implemented in the interface driver. This futures flow steering will try to keep single TCP stream bound to single CPU thread as long as possible. These properties have impact on RTT (round-trip time), because this save processing time and reduce packet loss. [11, 13].

	Traffic throughput (TCP)	Load of CPU	Profile CPU (Firewall)
Fast Path	353 Mb/s	97%	38 %
Fast Track	835 Mb/s	53%	8 %

Tabulka 1:Change throughput and CPU by Fast Track.

3 CONCLUSION

Fasttrack-connection filter rule looks similar to mark-connection action in configuration. This rule is mostly followed by identical accept rule. Fast track is used if connection is established and related. Common of Fast track is to exclude some specific connections from the queues. From this information we can considerate that FastTrack accelerated steps in our connections and save CPU and bring better performance for throughput in our network. The feature rules in router firewall filter that you can setup depending on your individual needs. It will FastTracked packets bypass firewall of typical connection packets that you intended. Properly implement both of these rules it work correctly, and reaping the performance benefits.

ACKNOWLEDGEMENT

The presented research has been supported by the internal BUT project FEKT-S-17-4184.

REFERENCES

- [1] HART, Tyler. Networking with MikroTik: MTCNA Study Guide. 2017. ISBN 9781973206354.
- [2] DISCHER, Stephen, RouterOS by Example, 2nd Edition: B&W: B&W Version. ISBN 9780692777084.
- [3] MikroTik RouterOS: RouterOS software documentation. MikroTik Wiki: MikroTik documentation wiki [online]. Available from: https://wiki.mikrotik.com/wiki/Main_Page
- [4] LESMANA SIAHAAN, Muhammad Donni, Melva SARI PANJAITAN a Andysah Putera UTAMA SIAHAAN. MikroTik Bandwidth Management to Gain the Users Prosperity Prevalent. In: International Journal of Engineering Trends and Technology. 2016, 42(5), s. 218-222. DOI: 10.14445/22315381/IJETT-V42P243. ISSN 22315381
- [5] MikroTik RouterOS: Routing Forwarding [online]. In: 2015. Available from: https://mum.mikrotik.com/presentations/UA15/presentation_3077_1449654925.pdf
- [6] TURKAN, Himmet. MUM: ISP Network Design. In: Mum.mikrotik.com [online]. Türkiye: MUM, 2018. Available from: https://mum.mikrotik.com/presentations/TR18/
- [7] FURINI, M. a D.F. TOWSLEY. Real-time traffic transmission over the Internet. In: IEEE Transactions on Multimedia [online]. 3(1), s. 33-40. DOI: 10.1109/6046.909592. ISSN 15209210. Available from: http://ieeexplore.ieee.org/document/909592/
- [8] O'HALLORAN, Cian. Dynamic adaptation of OSPF interface metrics based on network load. In: 2015 26th Irish Signals and Systems Conference (ISSC). IEEE, 2015, 2015, s. 1-6. DOI: 10.1109/ISSC.2015.7163767. ISBN 978-1-4673-6974-9. Available from: http://ieeexplore.ieee.org/document/7163767/
- [9] YAMAMOTO, Shu a Akihiro NAKAO. Fast Path Performance of Packet Cache Router Using Multi-core Network Processor. In: 2011 ACM/IEEE Seventh Symposium on Architectures for Networking and Communications Systems. IEEE, 2011, 2011, s. 89-90. DOI: 10.1109/ANCS.2011.22. ISBN 978-1-4577-1454-2. Available from: http://ieeexplore.ieee.org/document/6062718/
- [10] CUEVA, H., F. POZO a D. ITURRALDE. Cross-platform network visualization software for MikroTik devices. In: 2016 IEEE ANDESCON. IEEE, 2016, 2016, s. 1-4. DOI: 10.1109/ANDESCON.2016.7836222. ISBN 978-1-5090-2532-9. Available from: http://ieeexplore.ieee.org/document/7836222/
- [11] HUNDESSA, L. a J.D. PASCUAL. Fast rerouting mechanism for a protected label switched path. In: Proceedings Tenth International Conference on Computer Communications and Networks (Cat. No.01EX495). IEEE, 2001, s. 527-530. DOI: 10.1109/ICCCN.2001.956316. ISBN 0-7803-7128-3. Available from: http://ieeexplore.ieee.org/document/956316/
- [12] PAUZHI, W. a J. CORONEL. Security for WISP through Mikrotik equipment. In: 2015 CHILEAN Conference on Electrical, Electronics Engineering, Information and Communication Technologies (CHILECON). IEEE, 2015. 2015. s. 229-233. DOI: 10.1109/Chilecon.2015.7400381. **ISBN** 978-1-4673-8756-9. Available from: http://ieeexplore.ieee.org/document/7400381/
- [13] LIU, Z., J. ALMHANA, V. CHOULAKIAN a R. MCGORMAN. Periodic Data Traffic Modeling and Predicition-Based Bandwith Allocation. In: 4th Annual Communication Networks and Services Research Conference (CNSR'06). IEEE, 2006, s. 131-138. DOI: 10.1109/CNSR.2006.41. ISBN 0-7695-2578-4. Available from: http://ieeexplore.ieee.org/document/1628108/

BENCHMARKS WITH POINTS ON ELLIPTIC CURVES

Josef Brychta

Doctoral Degree Programme (1), FEEC BUT E-mail: xbrych07@vutbr.cz

Supervised by: Radek Fujdiak E-mail: fujdiak@vutbr.cz

Abstract: This paper deals with benchmarks of generating random points and arithmetic operations with points on elliptic curves. These benchmarks were implemented on the hardware platforms Raspberry Pi Zero/1/2/3. The primary goal was to measure usage of the system resources and energetic consumption of that hardware platform. Specifically, it was memory and time consumption of Raspberry. In total, 48 elliptic curves of standards NIST, BRAINPOOL, GOST and FRP were measured.

Keywords: OpenSSL, LibECC, Python, generating/multiplying random points, Double-and-Add, Montgomery ladder, wNAF, elliptic curves, NIST, BRAINPOOL, GOST, FRP, Raspberry Pi.

1 INTRODUCTION

Cryptography, especially nowadays, is used in all areas which are related to computers or networks. The main usages of cryptography are in particular internet banking, credit cards, file encryption, discs or just secure access to the websites. One way how to move cryptography to the next level is to use elliptic curves, that allow the use of random or pseudo-random variables in cryptographic protocols. For this purpose, the use of random points on elliptic curves and the use of arithmetic operations with points (such as addition, multiplication and so on.) on elliptic curves [1, 2]. Modern cryptographic libraries allow working with elliptic curves as a side function, or as the complex cryptographic protocols which work on elliptic curves. For example some of the well-known algorithms: ECDH -Elliptic curve Diffie Hellman and ECDSA – Elliptic Curve Digital Signature Algorithm [3, 4, 5]. The motivation for writing this article was the creation of benchmarks for measuring randomly generated points and arithmetic operations with these points on elliptic curves to determine their real efficiency on the platforms. The hardware platforms used here were the Raspberry Pi Zero/1/2/3 devices, which datasheets can be found on the production pages [6]. Firstly, the article introduces readers with the used cryptographic libraries, their brief description and functionality. Secondly, acquaints readers with the principle of benchmark measurement, the main measured parameters, and ultimately presents the benchmark results, their discussion and conclusion of this paper.

2 LIBRARIES AND ELLIPTIC CURVES

In this section, selected libraries and elliptic curves, where measurements of random point generating and arithmetic operations were performed are described.

OpenSSL works with cryptography on elliptic curves too, beyond its widespread use in the field of security. This library provides an extensive set of functions for performing operations on elliptic curves with finite fields. Arithmetic operations on elliptic curves allow too. OpenSSL is the complex library for the implementation of ECDSA and ECDH protocols. Therefore, the primary focus is the implementation of these algorithms [7].

LibECC on the other hand, opposes OpenSSL exclusively by cryptography on elliptic curves. This library provides an extensive set of functions to perform elliptic curve's operations in the finite field.

The library provides the appropriate tools to perform test benchmarks. Other uses of this library include ECDH protocol implementation capabilities [8].

Python is an interpretive high-level programming language for general programming. One of the possibilities of this programming language is the possibility of precisely defining the mathematical function (such as elliptic curves). Further, the declaration of the point on the elliptic curve and the related actions. It was included here for comparing performance with specialized libraries.

Elliptic curves are selected curves (NIST and BRAINPOOL standards, marginally also GOST and FRP) are from interval from 112 to 512 bits. The parametric designation of elliptic curves in the results is R, K, T. Parametric designation R means an elliptic curve with randomly selected parameters in the range of bits equal to the field size above which the elliptic curve is located. Parametric designation K means Koblitz elliptic curve, which is controlled by its parametrization. Finally, the T parameter refers to Twisted Edwards elliptic curves, which are also controlled by their parametrization. More about this parametrization can be read in the official documentation of the NIST standards (SECP, SECT) [9] and BRAINPOOL [10].

3 BENCHMARKS AND MEASUREMENTS

The measurement was performed using a Python measurement algorithm which is using the PSutil library. It was also necessary to program the computational operations, meaning it is to generate points on elliptic curves and arithmetic operations with these points. Generating random points on the elliptic curve was programmed using internal algorithms of the libraries which allow to customize point generation by the required criteria. The algorithm worked by generating points in a given group in which the elliptic curve was located and verifying whether it was on that curve. Therefore, generating takes as long as a point that corresponds to it is not generated. A specific measurement algorithm measures the average of thousands of generated points on the elliptic curve. Furthermore, arithmetic operations with already generated points on the elliptic curve were programmed. This means as addition, multiplication and so on. Multiplication has been measured in the article because it is used most often in cryptographic protocols and is the most demanding. It was realized by taking one coordinate, such as x, a random point on an elliptic curve of magnitude n. Thus, the n-bit number (n is the group size) and our constant for the given curve, i.e. A (A = xo size n). This constant was the same for all measurements of the given curve across platforms. Constant A was generated for each curve size differently. The arithmetics multiplication of points on the elliptic curve was carried out using the basic scalar method Double-and-Add, the scalar method wNAF and the scalar method Montgomery ladder. The differences between these methods are purely mathematical and they are currently being used together with other methods [11]. The current measurement algorithm works as follows. Each test benchmark (computational operations) is assigned as a PPID identifier (further to a unique process ID, each process is assigned a parent process ID (PPID) that tells which process started it. The PPID is the PID of the process's parent) immediately after the start of the operation. This algorithm runs in a certain cycle. Specifically, 1000 repetitions. After the cryptographic libraries are loaded and the computational operations of these libraries are started, individual measurements are started. Once the computational operations run, the measurements are also terminated. The results of the individual measurements are recorded in the file. The values are measured in milliseconds and averaged. Flowchart of measurement algorithm in Figure 1.

4 MEASURED VALUES

Here we can see the measured values of random point generating and multiplication of randomly generated points on elliptic curves of SECP, BRAINPOOL, GOST and FRP in the LibECC library. The values are written in Table 1. The measurement shows some dependence in proportion to the



Figure 1: Flowchart of measurement algorithm.

-	Time (ms)												
-	Raspberry Pi 3				Raspberry Pi 2			Raspberry Pi Zero			Raspberry Pi 1		
Curve	1	2	3	1	2	3	1	2	3	1	2	3	
SECP													
192R1	2.185	13.104	26.557	3.636	21.601	44.908	6.933	40.917	80.884	4.927	31.084	59.276	
224R1	3.557	20.606	44.395	6.025	34.153	74.212	10.604	63.977	134.592	8.023	48.011	99.910	
256R1	4.179	23.648	46.037	7.030	39.316	76.872	12.620	73.307	136.913	10.069	55.527	102.985	
384R1	12.083	61.090	111.587	19.958	101.986	183.921	37.309	187.708	324.403	26.306	141.964	242.413	
521R1	30.995	158.933	289.114	53.005	267.278	475.409	96.303	475.414	853.945	70.905	359.115	629.021	
]	BRAINPOOI							
P224R1	3.675	20.652	44.343	6.097	34.350	73.834	11.734	60.841	134.703	9.248	48.179	97.159	
P256R1	4.211	23.601	45.962	7.176	39.261	76.646	12.997	73.112	135.978	9.626	55.528	99.817	
P384R1	11.414	60.974	111.297	19.474	102.157	184.984	36.639	187.647	333.615	26.471	140.892	247.983	
P512R1	24.574	128.204	222.814	42.312	215.234	368.641	76.518	390.125	662.321	57.872	292.574	483.166	
						GOST							
256	17.695	23.526	45.870	29.903	39.187	76.246	53.358	69.152	137.810	40.521	54.737	102.343	
512	25.742	127.869	237.269	43.622	214.677	392.419	76.583	388.960	683.528	56.027	293.821	522.168	
						FRP							
256V1	4.153	23.592	45.969	7.105	39.208	77.364	12.881	73.225	138.597	11.380	55.523	103.410	

Table 1: Measured values in LibECC library.

increasing time required to generate a point and multiplication a point on the size of a given curve. From the least time-consuming SECP curves, through the FRP, BRAINPOOL and the most sophisticated SECT curves. There are the values of multiplication of randomly generated points on elliptic curves of SECP and BRAINPOOL in the Python library. The values are written in Table 2.

-	Time (ms)									
Curve	Raspberry Pi 3	Raspberry Pi 2	Raspberry Pi Zero	Raspberry Pi 1						
	SECP									
192K1	69.059	113.531	298.502	349.552						
192R1	70.463	115.833	290.253	351.543						
224K1	93.349	154.472	365.240	480.848						
224R1	95.120	157.446	356.378	461.448						
256K1	125.032	208.003	464.327	613.763						
256R1	127.318	217.121	463.424	610.232						
384R1	290.350	488.917	1210.727	1360.019						
521R1	558.108	958.343	2184.007	2712.240						
		BRAINPOO	DL							
P160R1	47.907	82.888	221.820	294.222						
P192R1	71.021	122.191	305.478	395.037						
P224R1	93.448	157.934	359.223	541.504						
P256R1	125.364	205.897	467.335	720.090						
P320R1	194.608	335.035	733.409	1049.705						
P384R1	303.914	491.724	1022.278	1452.071						
P512R1	549.072	903.787	2131.401	2794.490						

 Table 2: Measured values in Python library.

The measurement shows some dependence in proportion to the increasing time required to generate a point on the size of a given curve. From the least time-consuming SECP curves, through the FRP,

BRAINPOOL and the most sophisticated SECT curves. The measured values of random point generating and multiplication on elliptic curves of SECP, BRAINPOOL, GOST and FRP in the OpenSSL library are written in Table 3.

-				1111	ie (ms)				
-	Raspbe	erry Pi 3	Raspb	erry Pi 2	Raspberr	y Pi Zero	Raspberry Pi 1		
Curve	1	2	1	2	1	2	1 2		
				SECP					
112P1	1.010	0.012	1 550	1 302	3 405	2 857	4.629	4.130	
112R1 112P2	1.010	1.867	1.539	2 850	3.403	6.065	4.029	4.130 8.660	
12R2	1.024	2.896	1.570	1.035	3.578	9 309	5 109	13 3/1	
12001	1.112	2.890	1.713	6.000	3.578	12 758	5.622	18 262	
120K2	1.155	5.611	2 707	8 672	5.090	12.736	8 934	26.427	
160R1	1.709	7 103	2.191	10.968	5 227	23.023	7 /37	33.161	
16082	1.616	8 507	2.514	13 290	5.078	27.671	7 350	30.873	
192K1	2 389	10.855	3.951	17.045	8 169	35 298	11.816	51.137	
224K1	3 180	13 877	5 321	22 117	10.946	45 595	15 593	66 120	
224R1	2.850	16 574	4 720	26.580	0 742	54 330	13.751	78 552	
256K1	4 199	20,600	5 999	32 349	13 666	67.363	19 746	97 732	
250R1 38/1P1	8 874	20.000	14.865	46.836	27.434	94.474	30 502	136 282	
521R1	19 340	48 083	33.420	79 955	60.699	154 408	86.438	219 871	
J2111	19.549	+0.005	55.420	0000	00.079	1.54.400	00.4.50	219.071	
				SECT					
113R1	1.402	1.365	1.600	1.392	3.428	3.291	5.082	4.871	
113R2	1.406	2.722	1.607	2.859	3.417	6.529	5.398	9.642	
131R1	2.561	5.297	2.795	4.436	6.180	12.599	9.365	18.803	
131R2	2.638	7.871	2.857	6.099	6.344	18.829	9.430	27.825	
163K1	3.354	11.168	3.680	8.672	8.064	26.553	11.755	39.404	
163R1	3.607	14.732	3.894	10.968	8.615	35.079	12.631	51.568	
163R2	3.626	18.301	3.916	13.290	8.791	43.451	13.150	64.069	
193R1	4.683	22.855	4.729	17.045	11.190	54.037	16.134	79.647	
193R2	4.537	27.403	4.626	22.117	10.629	64.516	15.598	95.221	
233K1	6.286	33.679	6.277	26.580	14.593	79.013	21.863	116.606	
233R1	6.948	40.609	6.813	32.349	16.470	94.971	23.877	140.103	
239K1	6.443	47.058	6.428	46.836	15.118	109.801	22.092	162.036	
283K1	11.575	58.714	11.371	79.955	27.020	136.721	39.883	198.530	
283R1	12.955	71.726	12.420	71.103	30.496	166.221	44.364	239.284	
409K1	26.247	98.187	23.248	94.002	61.165	226.094	82.758	320.861	
409R1	30.014	128.309	26.219	119.805	69.676	293.841	93.140	420.041	
571K1	61.400	189.930	54.230	173.672	133.040	431.807	189.659	618.178	
571R1	70.901	260.024	61.326	234.549	151.954	585.000	230.124	850.972	
				BRAINPOC)L				
P160T1	1.620	3.052	2.448	2.475	5.026	9.574	7.196	13.907	
P160R1	1.698	1.574	2.626	4,790	5,426	4.875	7,752	7,185	
P192T1	2.179	7.195	3.470	11.692	7.053	22.638	10.051	33.130	
P192R1	2.310	5.189	3.747	8.380	7.396	16.374	10.427	23.757	
P224T1	2.870	12.743	4.616	20.931	9.154	40.513	13.031	59.014	
P224R1	3.081	10.073	5.034	16.539	10.176	31.970	14.430	46.720	
P256T1	3.779	20.156	5.346	31.468	11.602	63.582	17.328	92.537	
P256R1	4.126	16.614	5.747	26.426	12.883	52.557	18.274	76.548	
P320T1	6.007	32.129	10.034	52.100	18.695	101.096	27.125	146.643	
P320R1	6.633	26.455	11.360	42.392	20.952	83.279	29.248	121.098	
P384T1	8.919	50.189	14.593	82.573	27.097	156.017	39.348	226.702	
P384R1	9.996	41.694	16.512	68.291	31.223	130.928	43.727	188.768	
P512T1	17.499	86.289	25.864	137.637	54.354	258.467	77.879	387.540	
P512R1	19.963	69.440	29.478	111.767	62.178	210.662	87.791	312.774	
	1								

 Table 3: Measured values in OpenSSL library.

In this case, the measurement shows some dependence in proportion to the increasing time required to generate a point on the size of a given curve. From the least time-consuming SECP curves, through the FRP, BRAINPOOL and the most sophisticated SECT curves.

5 CONCLUSION

This paper dealt with benchmarks for generating random points and arithmetic operations with points on elliptic curves. These benchmarks have been implemented on the Raspberry Pi Zero/1/2/3 hard-ware platforms. Concretely, the time demands of these operations. A total of 48 elliptic curves of NIST and BRAINPOOL standards were measured, marginally also GOST and FRP. Finally, all libraries were compared to the most demanding operation by multiplying randomly generated points on elliptical curves on Raspberry Pi 3 device that was the fastest of the devices being measured.

This chapter compares the measured values of multiplying randomly generated points on elliptical curves of SECP and BRAINPOOL standards because of article capacity and also because these two standards were implemented in all libraries on all measured devices. The remaining GHOST and FRP

standards were implemented only in LibECC library. It can be seen in tables that multiplication by the Double-and-Add scalar method in Python library is considerably slower than other measurements. Only slightly slower performance was measured with LibECC library with Double-and-Add scalar multiplication methods and Montgomery ladder versus OpenSSL library. Further, LibECC library shows faster multiplication by using Montgomery ladder scalar multiplication. The fastest is wNAF scalar multiplication method, which is only implemented in OpenSSL library. Based on more extensive measurements beyond the published values in this article, the addition of randomly generated points on the elliptical curve was faster in LibECC library than this in OpenSSL library.

REFERENCES

- [1] MAO, W. Modern Cryptography: Theory and Practice. 2004, ISBN 1-306-6943-1. [cit. 2. 13. 2019].
- [2] HANKERSON, D; MENEZES, A; VANSTONE, S. *Guide to Elliptic Curve Cryptography*. 2004, ISBN 978-0387952734 [cit. 2. 13. 2019].
- [3] ANOOP, M. *ECC* [online]. 2015, last revised 2015 [cit. 2. 13. 2019]. Available from URL: https://www.johannes-bauer.com/compsci/ecc.
- [4] JOHNSTON, O. A Discrete Logaritm Attack On Elliptic Curves [online]. 2010, last revised 2010 [cit. 2. 14. 2019]. Available from URL: https://eprint.iacr.org/2010/575.pdf>.
- [5] BOS, W; HALDERMAN, A; HENINGER, N. Elliptic Curve Cryptography in Practice [online]. 2013, last revised 2013 [cit. 2. 14. 2019]. Available from URL: https://eprint.iacr.org/2013/734.pdf>.
- [6] *Raspberry Pi 3 Model B 64-bit 1GB RAM* [online]. 2016, last revised 2016 [cit. 2. 15. 2019]. Available from URL: http://rpishop.cz/kategorie/283-raspberry-pi-3-model-b-64-bit.html.
- [7] *OpenSSL library* [online]. 2017, last revised 2017 [cit. 2. 16. 2019]. Available from URL: https://github.com/openssl/.
- [8] *libecc library* [online]. 2017, last revised 2017 [cit. 2. 16. 2019]. Available from URL: https://github.com/ANSSI-FR/libecc>.
- [9] SEC 2: Recommended Elliptic Curve Domain Parameters [online]. 2010, last revised 2010 [cit. 3. 10. 2019]. Available from URL: http://www.secg.org/sec2-v2.pdf>.
- [10] Elliptic Curve Cryptography (ECC) Brainpool Standard Curves and Curve Generation [online]. 2010, last revised 2017 [cit. 3. 10. 2019]. Available from URL: https://tools.ietf.org/html/rfc5639>.
- VANSTONE [11] MENEZES, OORSCHOT P. S. Handbook Applied A; of 1997. [cit. 3. 10. 2019]. Available URL: *Cryptography.* CRC Press from <https://zygoteiot.wordpress.com/2017/03/16/a-primer-to-elliptic-curve-diffie-hellman>.
- [12] VUT, BRNO. Proceedings of the 24th Conference STUDENT EEICT 2018 [online]. 2018, last revised 2018, ISBN 978-80-214-5614-3. [cit. 3. 10. 2019].
- [13] FUJDIAK, R. ANALYSIS AND OPTIMIZATION OF DATA COMMUNICATION FOR TELEMETRIC SYSTEMS IN ENERGY). 2017 [cit. 3. 10. 2019]. Available from URL: https://www.vutbr.cz/www_base/zav_prace_soubor_verejne.php?file_id=157492>.

OPEN-SOURCE IMPLEMENTATION OF SMART HOME GATEWAY FOR Z-WAVE PROTOCOL

Jan Krejci

Doctoral Degree Programme (2), FEEC BUT E-mail: xkrejc57@stud.feec.vutbr.cz

> Supervised by: Jiri Hosek E-mail: hosek@feec.vutbr.cz

Abstract: Z-Wave protocol is one of the most popular wireless protocols for home automation or smart home. However, in recent years there have been only few studies on practical measurements of this protocol. There are several manufacturers on the market, implying a vast array of devices, as well as deploying a commercial solution to the home is expensive and mostly focused on a single manufacturer's portfolio. In this article, we designed and implemented our own Z-Wave home gateway for a smart home system based on open source software. We verified the feasibility of the proposed gate using the prototype and evaluated its performance according to the execution time of the command. We also discussed the limitations of the Z-Wave protocol based on our experience.

Keywords: Home Automation, Smart Home, Z-Wave, Remote Reading, Wireless Communication, Sigma Designs, Open-Z-Wave

1 INTRODUCTION

In recent years, wireless sensor and actuator networks have gained high momentum, receiving significant attention from academia, industry, and standards development organizations. One of the primary application domains of this technology is home automation. WHANs (Wireless Home Automation Networks) enable monitoring and for home user comfort and efficient home management. Smart home wireless protocols are used to provide facilitate and to enable the transfer of commands between devices within the home, there are many wireless protocols for smart homes such as Zig-Bee, Z-Wave, Insteon, EnOcean or Wavenis. In this paper, we will focus on the Z-Wave wireless protocol. Several organizations and companies have developed WHAN solutions according to different architectures and principles. This article aims to the open source implementation of Z-Wave to covers universally most of WHAN solutions based on Z-Wave protocol. Paper is organized as follows: Section I introduces the Z-Wave protocol and Section II shows a scenario of home gateway implementation.

1.1 Z-WAVE

Z-Wave is a wireless protocol architecture developed by ZenSys (now a division of Sigma Designs) and promoted by the Z-Wave Alliance for automation in residential and light commercial environments. The main purpose of Z-Wave is to allow reliable transmission of short messages from a control unit to one or more nodes in the network. Z-Wave is a low-power wireless protocol that is only targeted for home automation systems. The Z-Wave protocol has been developed specifically for the needs of home appliances such as thermostats, sensors, lighting, air conditioning, air conditioning, audio and video control, which transfers only small amounts of data. Z-Wave devices have minimal power consumption while maintaining the instant response.

2 PROTOTYPING AN INDUSTRIAL IOT SCENARION

To demonstrate the functionality of the created solution, we have completed a full-scale open-source implementation of Z-Wave home gateway.

2.1 SELECTED HW DEVICES

We have selected Sigma Designs module ZM5304 (see Fig. 1) as receiver module for Z-Wave protocol, Raspberry Pi 3 as main board and the Aeotec MultiSensor ZW100 (see Fig. 2) as a transmitting device. The connection of Raspberry Pi and the mentioned shield is realized via the 26 pin board. The UART (Universal Synchronous / Asynchronous Receiver and Transmitter) bus is escorted via cabled to the Z-Wave communication module.



Figure 1: Z-Wave module Sigma ZM5304

The ZM5304 module is a fully functional stand-alone module with a built-in antenna and complete FCC (Federal Communications Commission) approval and CE (Conformité Européene) pre-approval. It is designed to be as easy as possible integrated into devices such as television, set-top boxes, and gates. The device has well documented Z-Wave Serial API (Application Programming Interface) via either USB (Universal Serial Bus) or UART using the device can be easily used and updated. The module is low powered, only 2 A in sleep mode. Module support hardware AES (Advanced Encryption Standard) 128bits security engine.



Figure 2: Z-Wave multisensor Aeotec Multisensor ZW100

Multisensor is a Z-Wave 5th generation Z-Wave Plus device. It is powered via mini USB cable or using a pair of CR123A batteries. When using batteries it lasts to work for up to 2 years. The Sensor is based on Sigma module ZM5101 which is an older and smaller version of the mentioned ZM5304 module. The sensor can transmit motion, temperature, light, moisture, vibration, and UV (ultraviolet) radiation. The sensor acts as a slave and can add a maximum of 5 associated nodes. When the sensor is detected, it sends a basic set to all associated nodes and after a preconfigured time, sends a periodical report about all remaining values.

2.2 IMPLEMENTED SW FRAMEWORK

First of all, using the USB to UART converter to download from the PC to the current Z-Wave firmware for 868 MHz, meeting the EU (European Union) regulations. Next step was the installation of Open-ZWave library ¹ to operation system deployed on RaspberryPi. After downloading and installing the library, it was necessary to install and compile a graphical user interface for the mentioned library called Open-ZWave-control-panel ². Installation of the last package runs a local web server on

¹https://github.com/OpenZWave/open-zwave.git

²https://github.com/OpenZWave/open-zwave-control-panel.git

port 8888 with installed GUI. It will appear when you start the web browser at the local computer at the address and port 8888 the graphical interface where you need to enter the module address first and initialize it. It should be mounted as /dev/ttyAMA0, as in our scenario. If the module is instructed, individual commands can be entered and read data from connected sensors. At first, we needed to pair Multisensor with our module. After succesful pairing, in the control panel, we add a line between paired devices. In the case of Multisensor 6 offers sensor off / on, rows with temperature, radiation, humidity, ultraviolet radiation, alarm type and level, source node ID, burglary and charge levels. Now, the actual values can be requested or interval for auto refresh can be set.

2.3 CONSTRUCTED SCENARIO

For the purpose of our trial, we concentrated on communication distance between two devices transmitting data indoor: (i) Z-Wave Aeotec ZW100 sensor acting as a periodical data generator, and (ii) developed home gateway z in the role of the receiver.



Figure 3: Considered constructed scenario

The realized scenario is shown in Fig. 4 where locations for all measuring points are displayed. The green circle represents the location of developed home gateway. Going further, the red circles stand for the positions where we placed the multisensor act as a data generating device and tested one-by-one the parameters of the communication link.



Figure 4: Element placement scheme in Z-Wave realized scenario
The locations of the red point are in Fig. 4 depicted only for the first floor, with the same position being selected on the second floor in the transmitter positions. The topology of the rooms on the second floor was the same, but with the difference that it was only residential rooms with minimal variation in the materials used. At each location (Location A, B, C, D, E, and F) all values of all quantities were transmitted. The data transmission consisted of sending 15 telegrams in a row with the time interval set to 15 s.

2.4 MEASUREMENT RESULTS

We made practical measurements during our development in all of the above-mentioned locations, as shown in Fig. 4 and the obtained data are shown in Fig. 5.



Figure 5: Transmission efficiency – dependence on RX and TX location.

One can clearly see the results in case of some location combinations do not follow the theoretical expectations. This behavior has two possible explanations: (i) the measurements were conducted with EMI (Electromagnetic Interference) with kitchen machines, televisions or computers. On the other hand, those results stand for the real conditions expected to be met in case of remote metering e.g., housing estate; (ii) the utilized frequency band is free to use which together with the unique rooms acting as obstacles causes unexpected signal propagation while sending the data at 868 MHz. As the measurements took place indoor, types of used materials play the key role with respect to the signal propagation. Owing to the possibility to use information from the drawing documentation of the building, the following materials are used: (i) reinforced concrete, (ii) clay block masonry, (iii) oriented strand board, (iv) gypsum boards and (v) thermal insulation.

3 CONLUSION

During the development and implementation phases of our work, we have solved a number of challenges: (i) Z-Wave communication module is distributed without internal code, furthermore, it was necessary solve firmware upload to module ZM5304 without very expensive original board; (ii) Raspberry Pi 3 uses different access to the serial interface, for connecting the module via UART it was necessary to disconnect the Raspberry Bluetooth module; (iii) full z-wave docs and codes are only z-wave alliance members, it was a suitable library the OpenZWave library and the GUI of the Control Panel, whose code was needed download and translate especially for Raspberry.

As mentioned before, this paper was intended as a proof-of-concept hardware implementation that significantly reduces the cost of Z-wave home automation platform. In our future work, we are planning to expand the functionality of our platform by adding support for more smart-meter vendors.

ACKNOWLEDGEMENT

The work of BUT was partially supported by the National Sustainability Program under grant LO1401, and infrastructure of the SIX Center was used.

REFERENCES

- [1] Z-WAVE ALIANCE About [online] [cit. 2019-03-15]. Available from: https://z-wavealliance.org/z-wave-alliance-overview/.
- [2] Z-Wave Alliance MultiSensor 6 Z-Wave Protocol Implementation Conformance Statement [cit. 2019-03-15]. Available from: https://products.z-wavealliance.org/products/2511/pics
- [3] Silicon Labs ZM5304 Module [online] [cit. 2019-03-15]. Available from: https://www.silabs.com/products/wireless/mesh-networking/ z-wave/modules/zm5304-module
- [4] P. Amaro, R. Cortesão, J. Landeck and P. Santos, "Implementing an Advanced Meter Reading infrastructure using a Z-Wave compliant Wireless Sensor Network," Proceedings of the 2011 3rd International Youth Conference on Energetics (IYCE), Leiria, 2011, pp. 1-6.
- [5] ROBLES, Rosslin John a Kim TAI-HOON Applications, Systems and Methods in Smart Home Technology. International Journal of Advanced Science and Technology. 2010(15), 39. ISSN 2005-4238.
- [6] BADENHOP, Christopher W., Scott R. GRAHAM, Benjamin W. RAMSEY, Barry E. MULLINS a Logan O. MAILLOUX. The Z-Wave routing protocol and its security implications. Computers Security. 2017, 68(68), 112-129. DOI: 10.1016/j.cose.2017.04.004
- [7] C. Gomez and J. Paradells, "Wireless home automation networks: A survey of architectures and technologies," in IEEE Communications Magazine, vol. 48, no. 6, pp. 92-101, June 2010.DOI: 10.1109/MCOM.2010.5473869

UNIVERSAL GRAPHICAL USER INTERFACE FOR MULTI VENDOR EDFA OPTICAL MODULES CONTROL

Petr Dejdar

Doctoral Degree Programme (1), FEEC BUT E-mail: xdejda00@stud.feec.vutbr.cz

> Supervised by: Petr Münster E-mail: munster@feec.vutbr.cz

Abstract: This article describes design and development of a universal software for communication with erbium-dopped fiber amplifiers (EDFA) optical modules using serial line. User-friendly environment created in LabView enables not only setting of EDFA parameters but also reading all necessary EDFA parameters at the same time. Multi vendor interoperability is made possible by the proposed simple implementation of control commands that are stored in a text file.

Keywords: EDFA, GUI, LabVIEW, optical fiber, serial bus

1 INTRODUCTION

Most of today's telecommunication networks use optical fiber as the transfer medium. There are a lot of reasons (price, speed, capacity, etc). For longer distances signal amplification is usually necessary because of signal attenuation during propagation in optical fibers. Optical amplifiers can be divided into power amplifiers (booster), preamplifiers, and in-line amplifiers [1]. Every amplifier allows reading of states (power, temperature, alarms, etc.) and simultaneously adjusting the main parameters.

These amplifiers are mostly controlled by text commands over a serial line. The problem is in high complexity of some programs, such as in case of software presented in [2]. On the other hand there are programs that support only basic settings option [3]. There are also programs, that only monitor the status of optical amplifiers [4] without parameter set options. So the GUI software has to be designed to communicate with the device.

As a design tool for creating graphical user interface LabVIEW was selected [5], which is mostly used for laboratory devices control.

The software created in this way must be able to communicate even with similar devices from different manufacturers. Therefore it is advisable to design the software so that the commands can be modified without changing source code.

Paper is structured as follows. Section I gives a fundamental overview of optical networks with amplifiers. Section II gives basics about optical amplifiers. Section III describes the tested EDFA module. In section IV and section V universal GUI is explained. Finally, section VI concludes the paper.

2 EDFA AMPLIFIER

The main components of EDFA amplifiers are several meters long erbium-doped fibers, pump laser diode, isolators, WDM couplers and electric circuits with processor. The processor controls the parameters of the given amplifier. The basic schema is shown in Figure 1. The radiation of the laser pump that occurs in erbium-doped fiber results in excitation of erbium atoms to higher energy levels.

This fiber retains the energy obtained from the laser pump [1]. Signal parameters, like the phase and the signal shape are not changed during amplification. Therefore, only the signal intensity is only increased. This phenomenon causes signal gain up to 50 dB (C and L band [4]). The disadvantage of this amplification method is that it is a reinforced signal, therefore it also brings its own ASE noise (Amplified Spontaneous Emission) [6].



Figure 1: Schema of EDFA amplifier [1].

2.1 GOA MODULE EDFA

GOA Module (Generic Optical Amplifier) or MSA (Multi-Source Agreement) EDFA is an optical amplifier, suitable for integration in its case. It can be seen in Figure 2. This module is made for signal amplification in C-band (1530–1565 nm) with high optical output power. Communication with this device is realized via the RS-232 serial line. For tests and GUI verification we used two different optical amplifiers from different manufacturers which means that different commands must be used for EDFA control.



Figure 2: GOA Module EDFA [7].

3 GUI FOR EDFA 1

The program is divided into two parts. The first part waits if any button is pressed for sending data. If nothing is pressed the second part reads and restores GUI values.

All commands for this module are loaded from a prepared text file. Data transmissions to EDFA module is much simpler than data receiving. In the first part, the program checks if the path to the command file specified by the user is correct. If not, the program invokes a dialog box where the user selects the file path. Then the program reads all the commands from the file and stores them in a variable.

For setting parameters the user enters the value he wants to write and presses the button SET. At that moment, the program interrupts the automatic value retrieval function and selects the correct command and sends it over the serial line. EDFA module sends confirmation of successfully received command. The front panel of EDFA 1 GUI is depicted in Figure 3.

The variables to be set are arranged so that there is a selection mode at the top left, while on the right side there are only values for each mode. For current mode, current values for both lasers can be set in the power section. There are two modes. In the *power mode* the values are in dBm, in the *gain mode* the values are in dB. Units of set variables are located next to the boxes with values.

During the operation the amplifier settings are refreshed and always up to date. Because some parameters change only when changed by the user, all values must be loaded during the first cycle of the program. Values that cannot be changed without user activity remain out of date. When sending any changes, EDFA sends back the confirmation. The program waits for this confirmation and adjusts the values at the bottom of the front panel. There are temperatures and current settings of both lasers. The second column contains general EDFA parameters such as internal temperature, operating mode, gain, and output power.

In the right part, there are indicators of alarm errors. Each cycle the program sends a command to get alarm status. The program first resets the values and then turns LEDs into the red when the alarm is triggered. Alarms detection program detect by the keywords listed in the datasheet of this module. As soon as the alarm is canceled, the corresponding LED changes color to green. The program can respond to any command the device knows or can generate it. There are all the instructions in the manual. Some of the datasheet commands do not work. This is, for example, trigger gain mode. It is possible that this datasheet is created for a slightly different firmware version of the amplifier.

File with commands C:\Users\PC-DEMO\Documents\LabVIE\	W Programy\EDFA_1.lvm	EDFA_1	Refree	sh	Stop
Sets the EDFA operating mode OFF Sets the EDFA loss of input threshold. O Sets the EDFA loss of output power threshold. 0	dBm v set	Sets the laser 1 current cor used in CUITENt control m Sets the laser 2 current con used in CUITENt control m Sets the EDFA gain consis used in Gain control mo Sets the EDFA output power co used in output POWEF con	sign 0 sign 0 ode. 0 gn 0 de. 0 pnsign 0	mA set mA set dB set dBm set	 loss of input power alarm loss of output power alarm pump temperature alarm laser current is over 95% of EOL internal temperature alarm power supply alarm back reflection alarm shutdown input is active mute input is active
Laser 1 temperature: 5.00 C Laser 2 temperature: 4.99 C Laser 1 current: 0.50 mA Laser 2 current: 0.40 mA Lasers 1 current setting : 170.00 mA Lasers 2 current setting : 170.00 mA	EDFA gain setting: 10 EDFA output power se EDFA operating mode EDFA internal temper EDFA power supply vo EDFA loss of input po EDFA loss of output p	00 dB etting: 5.00 dBm s: OFF ature: 38.11 C oltage: 3.35 V wer threshold: ower threshold: 0.0 dBm	Reports the EDI Vendor=BKtel Ph Module=GOA-S0 HW Ver=0 HW Rev=A SW Ver=2.00 FW Ver=0.00 Part Num=409248 Ser.Num=P1745 Prod.Date=12061	FA informations. otonics 00AC 3GB08406 7	Reports the power level on the monitoring photodiodes. PD1 -50.00 dBm PD2 -50.00 dBm

Figure 3: Front panel of GUI for EDFA 1.

4 GUI FOR EDFA 2

The EDFA 2 program is depicted in Figure 4. It is based on the EDFA 1 program. It is also programmed via serial line and using similar commands. However, commands are longer and more detailed. After setting the serial line according to EDFA 2 datasheet, it is the same process as in the previous program. One part sends the commands and the other refreshes values and listens. It proceeds the same way as the previous program. If a button is pressed, it sends the appropriate command over the serial line. The only difference is in the number of buttons. In this program, the buttons labeled SET are eight. The arrangement is the same as in the previous program. Also, the button is used to enable or disable automatic shutdown. After sending the GUI listens to the confirmation from the amplifier. When data is retrieved, all fields from the bottom are filled only in the first cycle.

ile with commands	/IEW Program	y\EDFA_2.lvm		EDFA_2	Refresh		0	Stop
Change the operation mode. Set loss of input power signal alarm threshold for each stage. Set loss of output power signal alarm threshold for each stage. Set the automatic laser shutdown function.	APC -5 dB 20 dB Enable	m <u>v</u> se m <u>v</u> se m <u>v</u> se		Set the pump current in mA in ACC mode 1. Set the pump current in mA in ACC mode 2. Set the gain in AGC mode for each stage. Set the output power in APC mode for each stage.	200 m.A 200 m.A 20 dB 20 dB	set set m set set	loss loss loss loss inter pum gum gum gum gum	of input signal alarm stage 1 of input signal alarm stage 2 of output signal alarm stage 2 of output signal alarm stage 2 mal temperature alarm p bias current alarm bie alarm safe power control input (mute)
	Laser 1	Laser 2						
Pump currents in ACC mode:	210.0 mA	210.0 mA	Gain set in	AGC mode:	20.0 dB	EDFA mode:	APC	EDFA informations
TEC tempreature of pump laser:	-22.5 C	42.3 C	Output por	wer in APC mode:	20.0 dBm	Optical powers in the B	DFA module:	Vendor=Manlight
Amplifier gain:	46.5 dB	-0.0 dB	Loss of inp	ut power signal alarm treshold:	-5.00 dBm	PDM1: -50.00 dBr	n	Module=HIGH-POWER EDFA HW Rev=A
TEC currents:	480.0 mA	0.0 mA	Loss of out	Loss of output power signal alarm treshold:		PDM2: 19.94 dBm		SW Ver=2.01
Pump laser diode drive current:	197.0 mA	2999.2 mA	Internal ter	npreature:	40.6 C	PDM3: -18.87 dBr	n	FW Ver=NA Ser.Num=8730809007
Pump laser output power:	124 mW	2183 mW	Automatic	aser shutdown function:	DISABLE			Cat.Num=1000002401 Prod Date=04/03/2008

Figure 4: Front panel of GUI for EDFA 2.

Also, only values that are not changed by the user are loaded. The problem with this amplifier is the fact that it does not send back the command value but only the laser value. The command RLT 1 is for laser temperature (the command file is shown in Figure 5). The amplifier's response is LT 1 20C. It can be easily detected. The LT letters are unique. For EDFA 2, the command to detect the temperature is LT 1. However, the answer is LASER 1: 20 C and for each additional command comes the answer in the same format. It is not possible to detect the value of this, therefore the program is extended of the memory of sent commands and assigns values to the command. That is why the program is a little slower because each time you request data it is necessary to wait for a response while the EDFA 1 program is able to collect responses quickly.

EDFA_1 EDFA alarms status. Reports the RA lasers temperature. RLT X lasers current. RLC X Reports the Reports the RLC X Reports the EDFA informations. RI Reports the EDFA informations. RI Reports the power level on the monitoring photodiodes. RPM Reports the EDFA power supply voltage. RV Reports the EDFA loss of input power threshold. RLI Sets the EDFA loss of input threshold. SLI YY.YY Reports the EDFA loss of output power threshold. RLO Sets the EDFA loss of output power threshold. SLO YY.YY Reports the lasers current setting used in current control mode. RCC X Sets the lasers current consign used in current control mode. SCC X YYYY.YY Reports the EDFA gain setting used in gain control mode. RGC Sets the EDFA gain consign used in gain control mode. SGC YY.YY Reports the EDFAoutput power setting used in output power control mode. RPC Sets the EDFA output power consign used in output power control. YY.YY SPC Reports the EDFA prefating mode file with & MAR nands for EDFA. Sets the EDFA operating mode. SMODE XX

The indicators of the alarm status are placed on the right side so that the programs have a similar form. At the bottom, the values are arranged differently than in the previous program. The left column labeled Laser 1 is for the first laser and Laser 2 for the second. The next column contains the

values that are used for the entire module. In the third column is the value of the set mode and optical power of this module. The last column contains information about the device, such as manufacturer name, module type, version, firmware, software, etc.

5 CONCLUSION

A graphical user interface for two EDFA optical amplifiers in LabVIEW environment was created. These programs were created in LabVIEW. Programs communicate using commands sent over the serial line.

Program functions have been tested and incorporated into the final version of the program. Both programs can work as a single program communicating with both amplifiers. Each program can be used for another EDFA module, thanks to the possibility to modify the individual commands directly in the text file. Both programs load individual module commands.

Compared with other solutions of graphical user interface, this solution offers enhanced functionality. It also loads and displays the current status of the EDFA. The front panel is programmed to be controlled intuitively and the user can modify EDFA settings without knowledge of control commands.

The program communicates with the amplifiers over the serial line. Updating of EDFA settings is very quick. Optimizing communication causes shorten the time, which is necessary to speed up the communication.

ACKNOWLEDGEMENT

For the research, infrastructure of the SIX centre was used.

REFERENCES

- [1] M. FILKA. "Opticke site". TKO 07-081. Brno: VUT, 2007.
- [2] J. R. F. Oliveira, U. C. Moura, J. C. R. F. Oliveira, and M. A. Romero, "Hybrid distributed Raman/EDFA amplifier with hybrid automatic gain control for reconfigurable WDM optical networks", in Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications, 2013, vol. 12, no. 2, pp. 602-616.
- [3] Konturm, "1550nm Optical Amplifier EDFA-1550/24"(4x17) [Online]. 2016."Available: http://www.konturm.ru/catalogy/paspeng/EDFA-1550-24(4x17)1U_pp.pdf
- [4] T. Almeida, R. Nogueira, and P. Andre, "Graphical User Interfaces for Teaching and Research in Optical Communications,"in ETOP 2013 Proceedings, M. Costa and M. Zghal, eds., (Optical Society of America, 2013), paper EThF4.
- [5] NATIONAL INSTRUMENTS. "National instruments:Support"[online]. [cit. 2018-06-13]. Available: http://www.ni.com/cs-cz/support.html
- [6] FiberLabs Inc. "Erbium-Doped Fiber Amplifier" [online]. Available: https://www.fiberlabs.com/glossary/erbium-doped-fiber-amplifier/
- [7] Bktel "Miniature EDFA" [online]. Available: http://www.bktel-photonics.com/product/miniature-edfa/

Doktorské projekty

Kybernetika a automatizace

SEGMENTATION OF THERMAL IMAGES

Ondrej Bostik

Doctoral Degree Programme (3), FEEC BUT E-mail: bostik@feec.vutbr.cz

> Supervised by: Karel Horak E-mail: horak@feec.vutbr.cz

Abstract:

This paper presents our ongoing work focused on segmentation of thermal images from the process of traverse wedge rolling. The goal of this work is to evaluate some of the available methods. We mainly focused on a demonstration of simple methods without using machine learning methods. Part of the work is to present the dataset we create for testing.

Keywords: segmentation, thermal images, dataset, Otsu's segmentation, adaptive thresholding, active contours

1 INTRODUCTION

Thermal images dataset was created as part of our work to make dimension measurement and quality assessment of transverse wedge rolling in the production of automotive parts. The first goal is to observe the production and sort out bad parts. The second goal is to make exact measurements of parts and store them for later use. The third goal is to help workers with prototyping new forming rollers for a better understanding of the process.

The initial stage of the project is to choose a reliable technique for component segmentation. We need to create the dataset of thermal images with and without object from forming process, annotate them with human participants and study known techniques for the best case.

2 BASIC SEGMENTATION ALGORITHMS OVERVIEW

The first method used in this experiment is Otsu's segmentation method introduced in [1]. This method could be considered as outdated, but the simplicity of the method and it's speed made this method ideal for initial testing and for method comparison. The method proposed by Otsu is based on a search of single segmentation threshold searched not in the image itself, but in the histogram of the image. The criterion is to maximize the separability of the resultant classes in gray levels.

The second method considered for use is adaptive thresholding. The method introduced in [2] was selected for the experiment. Instead of a single threshold level for the whole image, the method produces a binary image where decision level is set based on running average of a square window around the current pixel. To speed up the whole process, the presented method use integral image [3] to sum the value of the surrounding pixels.

3 DATASET

During the first stage of our project we record 7 videos of the above-explained process. Every video was taken with ImagingSource camera type DMK 33UP500 with IR filter. The resulting video has 30 frames per second with a resolution of 1920x1080px and saved to AVI file with Y800 video codec

(8 bits grayscale). The only deviation is dataset B, which has 2592x2048px. This dataset was added for speed comparison. Every video was broken into individual images, which was later annotated with human afford. The resulting annotation is a structure containing the file names and sets of points defining a polygonal region of interest. Every dataset is stored in a folder containing all images and Matlab binary data file witch annotation. Every processing was done in MATLAB R2018a with Image Processing Toolbox. Overview of our dataset is depicted in table 1. Note that not all resulting images contain the object.

Dataset	Images count	Images with object	Images without object
Dataset A	928	634	294
Dataset B	1144	1058	86
Dataset C	871	736	135
Dataset D	1183	658	525
Dataset E	1069	448	621
Dataset F	1103	710	393
Dataset G	313	210	103
Total	6611	4454	2157

Table 1:Dataset overview

Sample images are shown in figure 1 and 2. In the figure 1(a) is shown sample image taken from Dataset A without any processing. The second figure 1(b) show detailed view of the image with blue annotated border of target object. This images was colored with pseudo-colors only for visualization purposes.



(a)



Figure 1: Example image from our thermal images dataset (a) original gray-scale image (b) detail of rolled object colored with pseudo-colors for visualization and a blue border made by annotators

The second example of the dataset (figure 2) displays one of the challenging images. Original image is shown in figure 2(a), the pseudo-colored image with annotated borders is depicted in 2(b). Detailed gray-scale figure 2(c) was added for the reader to better understand the complexity of the segmentation task.

4 EXPERIMENTS

Before the experiment itself has started, the evaluation framework was prepared. This framework takes all available datasets and compares region created during the annotation with either second region or with a binary image. For every image, we obtain error matrix [4] based on classification results. The main parameters we compare are Accuracy, Sensitivity, and Specificity.

In binary classification, accuracy can be explained as for how well the classification algorithm identifies the object or foreground. Accuracy is a portion of correctly segmented pixels over the total



Figure 2: Example image of one of the challenging images (a) original gray-scale image (b) detail of rolled object colored with pseudo-colors for visualization and a blue border made by annotators (c) enlarged detail of rolled object in gray-scale

number of pixels. As the area of the segmented object is the only small portion of the whole image, this number can be very high even the object is not properly segmented. Sensitivity, also known as a probability of detection, is defined as a portion of correctly detected pixels with a presumed object to all pixels with an object from the annotation. This statistical information is much more informative to our case than the other two. The third parameter is specificity which measures a portion of correctly identified foreground pixels to actual foreground pixels.

The first experiment with the dataset utilized the Otsu's segmentation method explained above. Illustrative figure 3 depicted two cases. Left image 3(a) is almost correctly segmented because the metal is hot and the segmentation is therefore easy. In the right figure 3(b) we can observe picture from later part of the process where parts of metal are not as hot but clearly distinguishable for a human (compare to fig. 2(c)).

Otsu's method clearly fails for this kind of pictures. Results are depicted in table 3. As can be seen, the method is quickest of all. As we expected, accuracy is high at 91.40%. But the important parameter sensitivity is only 57.47%, which means that in the average image almost half of the image is not correctly labeled.



Figure 3: Segmentation results for Otsu's segmentation method with a blue border from the annotation process (a) result for the image shown in figure 1 (b) results for challenging image described in figure 2

The second tested method was the use of adaptive thresholding. We utilized standard algorithm with neighborhood size set to 325x257px for dataset B and 135x241px for other datasets, local threshold compute by mean intensity and sensitivity set to 40%. As depicted in figure 4, plain adaptive thresholding works great around the object itself, but elsewhere fails due to noise. In table 3 this situation is shown by decreasing the accuracy and specificity, but the increase of sensitivity.



Figure 4: Segmentation results for adaptive segmentation method with blue border from annotation process (a) results for image shown in figure 1 (b) results for challanging image described in figure 2

This method was therefore improved by use of the mathematical morphology [5]. The first added step was morphological opening with a square structural element with a size of 6x6px to reduce noise. The second step was to fill gaps in an object with morphological closing with a square element of 15x15px. Resulting images can be see in figure 5.





The overall results for each dataset are depicted in table 2. Notice that average time for one image to process image with resolution 1920x1080 (datasets A, C-G) is only around 0.28s. Average processing time for image with resolution of 2592x2048px is 0.68% (2.4 times slower).

The total result in comparison with other methods are in table 3. Resulting accuracy and specificity are both increased from the other two methods. Sensitivity is 65.01% which is better only than Otsu's method.

5 CONCLUSION

This work presents the initial experiments in an ongoing project and describes some segmentation method usable for segmenting grayscale thermal images. We compare computationally simple methods, namely Otsu's segmentation method for compassion and two variations of adaptive thresholding.

Dataset	Time per image	Accuracy	Sensitivity	Specificity
Dataset A	0.29s	99.43%	85.03%	99.64%
Dataset B	0.68s	99.20%	82.61%	99.33%
Dataset C	0.28s	98.65%	62.21%	99.10%
Dataset D	0.28s	97.08%	56.65%	98.18%
Dataset E	0.28s	98.01%	58.44%	98.89%
Dataset F	0.28s	97.94%	60.80%	99.18%
Dataset G	0.29s	97.06%	59.23%	98.34%
Total	0.35s	98.47%	65.01%	99.07%

 Table 2:
 Detailed results for adaptive segmentation method augmented with mathematical morphology

Method	Time per image	Accuracy	Sensitivity	Specificity
Otsu's segmentation method	0.19s	91.40%	57.47%	92.00%
Adaptive thresholding	0.30s	75.97%	68.37%	76.11%
Adaptive thresholding with morphology	0.35s	98.47%	65.01%	99.07%

Table 3:	Summary	comparison	of all	used	methods
----------	---------	------------	--------	------	---------

The best of this method is adaptive thresholding improved with some minor morphological operations. This method evaluated pixel-by-pixel has the accuracy of 98,47%. But sensitivity is still quite low at 65.05%, that means 35% of an object is not properly located. The method is very quick, processing time increase almost linearly with resolution. It will be used for initial rough region estimation for further processing and object localization.

The further work will be focused around segmentation with a convolutional neural network.

ACKNOWLEDGEMENT

The completion of this paper was made possible by the grant No. FEKT-S-17-4234 - 'Industry 4.0 in automation and cybernetics' financially supported by the Internal science fund of Brno University of Technology.

REFERENCES

- [1] N. Otsu, "A Threshold Selection Method from Gray-Level Histograms," *IEEE Trans. Syst. Man. Cybern.*, vol. 9, no. 1, pp. 62–66, 1979.
- [2] D. Bradley and G. Roth, "Adaptive Thresholding using the Integral Image," J. Graph. Tools, vol. 12, pp. 13–21, 2007.
- [3] F. C. Crow, "Summed-area Tables for Texture Mapping," in *Proc. 11th Annu. Conf. Comput. Graph. Interact. Tech.*, SIGGRAPH '84, (New York, NY, USA), pp. 207–212, ACM, 1984.
- [4] S. V. Stehman, "Selecting and interpreting measures of thematic classification accuracy," *Remote Sens. Environ.*, vol. 62, pp. 77–89, oct 1997.
- [5] L. Najman and H. Talbot, "Mathematical Morphology: From Theory to Applications," *Math. Morphol. From Theory to Appl.*, 2013.

COMPARISON OF THE MITTAG-LEFFLER FUNCTION AND LAGUERRE FUNCTIONS FOR EVALUATING THE INVERSE LAPLACE TRANSFORM

Vilem Karsky

Doctoral Degree Programme (2), FEEC BUT E-mail: xkarsk010@stud.feec.vutbr.cz

> Supervised by: Pavel Jura E-mail: jura@feec.vutbr.cz

Abstract: This paper focuses on the evaluation inverse Laplace transform of the fractional order transfer functions. There are shown two methods how to compute inverse Laplace transform. First method uses Mittag-Leffler functions and the second method employs generalized Laguerre functions. These methods will be also compared.

Keywords: Mittag-Leffler functions, Generalized Laguerre functions, Fractional order transfer function, Inverse Laplace transform

1 INTRODUCTION

At this time it is possible to meet fractional order system more often. It is because this description is much accurate for some systems. You can meet them in quantum mechanics, voice and image processing, speech recognition and synthesis... The main drawback of this description is that all computations are much complex, mainly inverse Laplace transform. In this paper will be compared two methods for computation of the inverse Laplace transform. One method is based on Mittag-Leffler functions and second employs generalized Laguerre functions.

2 MATHEMATICAL BACKGROUND

2.1 GAMMA FUNCTION

Gamma function is generalization of factorial in form of integral. This function is defined

$$\Gamma(z) = \int_0^\infty x^{z-1} \mathrm{e}^{-x} \mathrm{d}x. \tag{1}$$

Relationship between Gamma function and factorial is described by this formula

$$\Gamma(n+1) = n! \quad ; n \in \mathbb{N}.$$

2.2 MITTAG-LEFFLER FUNCTIONS

We can meet exponential functions in integer order calculus quite often. But in the fractional order calculus we meet Mittag-Leffler functions (MLF) instead. MLF are generalization of the exponential function in form of the infinite series. MLF are defined

$$E_{\alpha;\beta}(z) = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{z^k}{\Gamma(\alpha k + \beta)} \quad [1].$$
(3)

MLF are identical with the exponential function for $\alpha = \beta = 1$.



Figure 1: Generalized Laguerre functions

2.3 GENERALIZED LAGUERRE FUNCTIONS

Generalized Laguerre functions we can define, according to [2], as

$$l_i^{\alpha}(t) = \sqrt{2\lambda} e^{-\lambda t} L_i^{\alpha}(2\lambda t), \qquad (4)$$

where $L_i^{\alpha}(t)$ are generalized Laguerre polynomials. Generalized Laguerre polynomials are defined as

$$L_n^{\alpha}(x) = \frac{\mathrm{e}^x x^{-\alpha}}{n!} \frac{\mathrm{d}^n}{\mathrm{d}x^n} \left(x^{n+\alpha} \mathrm{e}^{-x} \right) \quad [3].$$

GLF are shown in Figure 1.

2.4 LAPLACE TRANSFORM OF FRACTIONAL ORDER DERIVATIVE

As written in [2], the Laplace transform of the Caputo derivative is

$$\mathscr{L}\left\{D_{0}^{\alpha}f(t)\right\}(s) = s^{\alpha}F(s) - \sum_{k=0}^{n-1} s^{\alpha-k-1}f^{(k)}(0).$$
(6)

Inverse Laplace transform of fractional order transfer function can be obtained by Podlubny's formula

$$\mathscr{L}\left\{t^{\alpha k+\beta-1}E_{\alpha,\beta}^{(k)}(\pm at^{\alpha})\right\} = \frac{k!s^{\alpha-\beta}}{\left(s^{\alpha}\mp a\right)^{k+1}} \quad [1], \tag{7}$$

or by employing Generalized Laguerre functions with $\alpha = 1$ as described in [2]. In second case we get solution in form

$$g(t) = \sum_{i=0}^{\infty} c_i^1 l_i^1 = \sqrt{2\lambda} e^{-\lambda t} \sum_{i=0}^{\infty} c_i^1 L_i^1(2\lambda t),$$
(8)

where c_i^1 are spectrum coefficients of the transfer function in generalized Laguerre functions base.

3 COMPARISON OF BOTH METHODS

For comparison of both methods was chosen two transfer functions (first is integer order transfer function and sescond is fractional order transfer function). For almost all computations the authors Matlab toolbox [4] was used.

3.1 INTEGER ORDER SYSTEM

Firs system is defined by this transfer function

$$F(s) = \frac{10}{s^2 + 4s + 10}.$$
(9)

Analytical solution of this transfer function is

$$g_a(t) = 4.08e^{-2t}\sin(2.45t). \tag{10}$$

This impulse response is plotted in Figure 2 with blue line. For this calculation was employed 40 terms of the MLF.

When we use formula (3) we get impulse response in form

$$g_m(t) = 2.04j [E_{1,1}(-(2+2.45j)t) - E_{1,1}(-(2-2.45j)t)].$$
(11)

This impulse response can be modified to equation (10), but it is possible only for integer order system. In Figure 2 the impulse response, which is obtained directly from toolbox, is drawn with orange line.

Third way to get impulse response is by using Generalized Laguerre functions as mentioned earlier. This impulse response will be in form (8). For this system was employed only first 7 generalized Laguerre functions with $\lambda = 4.4645$. In Table 1 you can see spectrum coefficients. This impulse response is plotted in Figure 2 with yellow line.

 Table 1: The coefficients' spectrum: integer order system

i	0	1	2	3	4	5	6
c_i^1	1.5104	-1.0951	0.0735	0.2461	-0.1208	-0.0119	0.0356
c_i^1	1.5104 1.6 1.4 1.2 1.2 0.8 0.6 0.4 0.2	-1.0951	0.0735	0.2461	-0.1208	Analytical MLF GLF	0.0356
	0						
	-0.2 └─ 0	1	2	3	4	5	

Figure 2: Impulse response of the first system

For comparison of the approximations was calculated two differences $g_a(t) - g_m(t)$ and $g_a(t) - g_g(t)$. These differences are shown in Figure 3. You can see that MLF better approximate impulse response in first part but, then they diverge. In opposite GLF have some approximation error in the beginning, and then they are converging to g(t). It is worth mention that for MLF was used 40 terms and for GLF was used only 7 terms.



Figure 3: Differences from the $g_a(t)$

3.2 FRACTIONAL ORDER SYSTEM

For fractional order transfer function was chosen quite similar system. This system is described

$$F(s) = \frac{10}{s^{1.2} + 4s^{0.6} + 10}.$$
(12)

If we use formula (3) to get impulse response, we get

$$g_m(t) = 2.041 j t^{-0.4} \left[E_{0.6;0.6} \left(-(2+2.45j) t^{0.6} - E_{0.6;0.6} \left(-(2-2.45j) t^{0.6} \right] \right].$$
(13)

You can see it in Figure 4 with blue line. For computation was used first 200 terms.

But when we employ first 7 GLF with $\lambda = 5.7198$ we get spectrum coefficients, which are in Table 2. It's plotted in Figure 4 with orange line.

Table 2: The coefficients' spectrum: fractional order system

i	0	1	2	3	4	5	6
c_i^1	1.2877	-0.2196	0.1522	-0.0852	0.0576	-0.0453	0.0315

As you can see in Figure 4 both methods give similar result, but MLF diverge.



Figure 4: Impulse response of the second system

4 CONCLUSION

In this paper was shown that both methods are suitable for approximation impulse response. Solution obtained with MLF offers better results in the beginning of the impulse response but it diverges and needs a lot of terms. On the other hand solution using GLF converges and needs only a few terms but the approximation of the beginning of the impulse response is little worse.

REFERENCES

- PODLUBNY, I.: Fractional differential equations: an introduction to fractional derivatives, fractional differential equations, to methods of their solution and some of their applications. San Diego, Calif.: Academic Press, c1999. Mathematics in science and engineering, v. 198. ISBN 0-12-558840-2.
- [2] MAIONE, G.: Inverting fractional order transfer functions through Laguerre approximation. *Systems and Control Letters*, 52(5), 387–393, 2004.
- [3] Associated Laguerre Polynomial. *Wolfram Math World* [online]. 2017 [cit. 2018-03-11]. Available from: http://mathworld.wolfram.com/AssociatedLaguerrePolynomial.html
- [4] KARSKY, V.: Fractional order transfer function to impulse response https://www.mathworks.com/matlabcentral/fileexchange/70548-fractional-order-transfer-function-to-impulse-response>, MATLAB Central File Exchange. Retrieved March 15, 2019.

PACKML AND ITS INTEGRATION INTO ABB ROBOT STU-DIO FOR HOLONIC MANUFACTURING SYSTEM TESTING

Tomas Benesl

Doctoral Degree Programme (2), FEEC BUT

E-mail: xbenes23@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Zdenek Bradac

E-mail: bradac@feec.vutbr.cz

Abstract: This paper describes the possibilities of using PackML standard in ABB Robot Studio for stimulating a holonic manufacturing systems. Using the creation of the functional and animated model in ABB Robot Studio, it is possible to implement PackML standards to this model. Using multiple models, the whole manufacturing process can be simulated, with the aim of testing and debugging a holonic manufacturing system control.

Keywords: PackML, ABB Robot Studio, holonic manufacturing systems, Industry 4.0, virtual manufacturing, holonic manufacturing systems

1 INTRODUCTION

Virtual commissioning is one pillar of the Industry 4.0. Real systems and situations can be simulated, tested and debugged before creating the real one. Regarding new approach of manufacturing management called holonic manufacturing system comes many questions about efficiency, possibilities of deadlock creations, reactions to partial system failure, etc.

To find out the answers to these questions, there is a need to create a functional simulation that might be used to simulate the behavior of a holonic manufacturing system.

There exist few software possibilities which can be used to simulate isolated manufacturing process or even the entire factory. One of this software is ABB Robot Studio. Besides it, Tecnomatix Process Simulate (Siemens), Delmia (Dassault Systems) are frequently used too.

Tecnomatix Process Simulate, which is available with academic license (Brno University of Technology - BUT), is very complex software, which can communicate with 3rd party software through OPC UA. However, it is difficult to get into motion custom created models of production cells or their parts. On the other hand, ABB Robot Studio can be used much better for getting into motion these custom models. Unfortunately, it does not support OPC UA. Academic license is available in university (BUT) too. The most complex is the DS Delmia, but it is not available for academic purposes.

With the idea of creating a test scenario (printing a part of a product and then composing it and exporting it), where production is managed automatically and decentralized (holonic systems [5]), there is a requirement to create a simulation and test environment that will support standard control structures and simulate the processes. Because of using custom parts of manufacturing processes, which need to be simulated the ABB Robot Studio has been selected.

2 HOLONIC MANUFACTURING SYSTEMS (HMS)

The holonic system can be described as a control system which is constructed by holons. Holon can be imagined as one single manufacturing cell or control system (PLC) with an HMI panel. Nowa-

days, due to the new Industry 4.0 paradigms and communication standards (including OPC UA), it is less difficult to create HMS. HMS is aimed to be used in discrete-type manufacturing processes.

Reliable and robust communication between individual holons is necessary for HMS because the production is not planned and controlled by supervised system (MES), but the whole manufacture is controlled by the holons itself. [5]

One of the features, which is crucial for every holon is a decision system or AI controlling its own behavior (e.g. decision when and how to manufacture the specific product, the need for the maintenance, etc.).

In the following text, I introduce one of the suitable standards for HMS process control – Packaging machine language (PackML).

2.1 PACKML

Packaging machine language is standard, which can be helpful to collect data, monitor production lines and for data distribution. PackML defines three basic entities:

- terminology,
- state model and
- tags.

The terminology is similar to ISA-88 terminology (S88 at has been inferred from PackML).

The entire machine is called a unit. Every unit consists of one or several equipment modules representing filling, feeding, outlet subsystem, etc. Every equipment module has one or several actuators. These actuators are controlled by a control module. Moreover, every equipment module has its actual state, described by the state model (see Picture 1). Equipment module state can be changed by state commands (e.g. operating mode - automatic production, manual, cleaning, maintenance – can be selected, etc.). [4]

Tags are divided into three categories: states, commands and admin tags. Commands can change states and admin tags are used for analysis. This means if some stop or error event appears it is written into admin tag the reason for this event. Also can be used for production time, progress, stoppage time, etc. [4]

Because of PackML and OPC UA, it can be seen a status of every machine in the factory that means the product can choose which manufacturing cell wants to use, or start negotiation with several cells and after that choose the best based on the selected criterion.

3 VIRTUAL HOLONIC MANUFACTURING

Because of greater demands to manufacturing and product customizable and scalability, it is harder to create a factory in the standard way – controlled by MES, because reconfiguration and customizable the whole production can be expensive and time difficult.

For this demands, it is perfectly suited the idea of HMS, where every production cell offering services and if the product finds suitable production cell to its creation, it can be planned the production of this product without the need of reconfiguration of a factory. [3]

It can be a very complex problem to create HMS fully operational in the real system or factory without previous testing and debugging. For this purposes, a virtual manufacturing process with several production cell, supermarkets, and robots was created in ABB Robot Studio.

3.1 ABB ROBOT STUDIO

ABB Robot Studio (RS) is primarily determined to simulate ABB robots and create programs for a real use. There can be tested collision paths, working space, etc. Next possibility of RS is to import

a custom 3D model and create a mechanism of real functionality with time definitions of operation, movements of this model. Also there can be added sensors physics and next to many tools can be used to create a model as close to real as possible. [1]

For purposes of HMS was chosen manufacturing factory which prints parts assemble them and create the final product.



Picture 1: PackML state model [2] Chyba! Nenalezen zdroj odkazů.

In RS can be created internal logic of every machine, so every of production cell-like 3D printer (see Picture 2), is equipped with PackML state algorithm and interface to control the state machine. The PackML state diagram was reduced to basic states and commands. The 3D printer can operate only in automatic mode and exists only four commands – start, stop, pause and resume. The outputs are running, paused, idle, error and flag done. There is a special input – error input which should be used to find out the behavior of whole HMS in case of failure some production cells. The language used for programming logic in RS is closest to the function block diagram. With internal functions can be moved with the mechanism, read from sensors, etc.

After creation of production cell, it is packed into smart component (RS terminology) and saved into the library. After that, it can be used multiple times in HMS simulation.

In HMS simulation scenario (see Picture 3) are two robots which transfer product or semi-product from production cell to another or to the supermarket (green). If all parts of the final product are printed on the 3D printer it needs to transfer this parts to assembly box (blue), where is the final product assembled and can be stored into a supermarket and is ready to final delivery.



Picture 2: ABB Robot Studio 3D printer model



Picture 3: ABB Robot studio HMS simulation

RS does not support OPC UA for communication with custom models, only with robot controllers, but there is a component called RSapi, which can be added into a project and causes that the simulation of RS can be controlled by API from another software. The external software is creating communication interface so that every production cell has its own OPC UA server and client to communicate with others.

4 CONCLUSION

HMS simulation was created in RS, which can be used to create and program software to control every production cell (service provider) with the special requirements that are put on HMS and can be really used in real manufacturing. Each intelligent component has a PackML state machine implemented in it. Using commands from RSapi, it is possible to change states and thus to perform

the simulated process (printing object, folding in assembly box). With RSapi component every production cell can communicate with OPC UA, which is standardized for Industry 4.0 communication. This is the first step before creating data structures, communication models, decision and optimizing algorithms, etc.

The biggest advantage of this approach is the almost identical structure of how it works in the industry. It is, therefore, possible to debug algorithms so that they can later be deployed on a real application. Another advantage is that machine failure, any situation can simply be simulated and then the behavior of the entire system can be observed.

There is a need to be created a universal data structure for a service provider (SP) and service requester (SR) and describe communication and negotiation between SR and SP. Sometimes SP can become SR e.g. in a case when production cell needs to change tool, requires maintenance need a material, etc. Actually, all these actions are solved by a superior system like MES or operator. The superior system is a single point of failure and the expensive and time difficult reconfiguration are two biggest disadvantages, which can be solved by HMS.

But with HMS comes a lot of questions of manufacturing effectiveness, deadlock possibilities, communication difficulty, cyber – security, etc. Without future testing of HMS algorithms cannot be said that this system can work, but with virtual simulation platform is easier to construct testing scenarios, collect data a see possibilities or potential hazards.

The future work is to simulate fully working HMS, where is the production controlled by product and production is much customer oriented than in these days. With fully working simulation it is possible to present it to a factory owner and demonstrate the advantages of this solution.

ACKNOWLEDGEMENT

The completion of this paper was made possible by the grant No. FEKT-S-17-4234 - "Industry 4.0 in automation and cybernetics" financially supported by the Internal science fund of Brno University of Technology.

REFERENCES

- [1] Anon., ABB RobotStudio manual. Available at: http://www.inf.uszeged.hu/~groszt/teach/Robotika/Segedanyag/3HAC032104-en.pdf [Accessed March 15, 2019].
- [2] Anon., Beckhoff Information System. Available at: https://infosys.beckhoff.com/english.php?content=../content/1033/tcplclib_tc3_packml_v2/9 007200590703115.html&id= [Accessed March 15, 2019].
- [3] Abid, A. et al., 2016. A holonic-based method for design process of cyber-physical reconfigurable systems. 2016 IEEE International Symposium on Systems Engineering (ISSE), pp.1-5. Available at: http://ieeexplore.ieee.org/document/7753180/.
- [4] Gruner, S. et al., 2018. An Approach for Interconnection and Unification of State Models in Discrete Manufacturing. 2018 IEEE 16th International Conference on Industrial Informatics (INDIN), pp.565-570. Available at: <u>https://ieeexplore.ieee.org/document/8472042/</u>.
- [5] Papp, J. et al., 2018. From traditional manufacturing and automation systems to holonic intelligent systems: PROSA. *Procedia Manufacturing*, 22(3), pp.931-935. Available at: https://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/S2351978918304281.

REFTOOLBOX - REFRIGERATION TOOLBOX FOR MATLAB/SIMULINK

Jan Glos

Doctoral Degree Programme (4), FEEC BUT E-mail: xglosj00@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Pavel Václavek E-mail: vaclavek@feec.vutbr.cz

Abstract: RefToolbox is an useful utility for MATLAB/Simulink, which adds support of thermodynamic data export and ph diagram plotting. It is based on CoolProp and supports large number of refrigerants and other mediums. Using graphical user interface it is possible to gain thermodynamic dependencies of state variables and export them into lookup tables. Also ph diagrams can be assembled using this tool and then used during simulations and measurements of heat pump and other refrigeration applications.

Keywords: refrigeration, heat pump, MATLAB/Simulink, ph diagram

1 INTRODUCTION

Modeling, simulations and control of refrigeration systems require measurement of thermodynamics variables. However, some of the variables can not be directly measured (for example specific enthalpy, superheat, quality, mass density etc.). These variables can be acquired using equation of state, an equation employing pressure, temperature and specific volume. The simplest equation of state is an ideal gas equation of state [1]

$$pV = nRT \tag{1}$$

where p is vapor pressure, V is the vapor volume, n is amount of vapor (number of moles), R is the gas constant and T is temperature. This equation holds also for real gases (with some accuracy), but only in limited range of state variables (superheated vapor). As in refrigeration systems the medium usually change its phase, the ideal gas equation of state can not be used for computations in whole state variables range.

There are several other (usually quite complicated) formulaes of equation of state, e.g. Van der Waals equation of state, Redlich–Kwong equation, Beattie–Bridgeman equation, Benedict-Webb-Rubin equation, Virial Equation of State, Helmholtz energy equation and others [1, 2]. Some of these equations can handle all phase regions (gas, two-phase, liquid) needed in refrigeration computations and thus can be used for this purpose. However, most of them are very complex and thus not useful for fast computations, real-time estimation or control.

That is the reason why we developed RefToolbox, which is able to generate the dependencies of thermodynamic variables into lookup tables for later usage. Moreover it provides ability of presentation refrigeration cycle in ph diagram (even dynamically during simulations or measurement).

2 REFTOOLBOX

Reftoolbox is a toolbox, which adds support of refrigeration computations and visualizations into MATLAB/Simulink environment. It is focused on two main tasks, refrigeration data export and visualization of refrigeration diagrams. The overview of RefToolbox principle is shown in Fig. 1.



Figure 1: RefToolbox principle diagram

RefToolbox was developed under MATLAB environment, especially App Designer. The toolbox is based on CoolProp [3], a library providing equations of state based on Helmholtz energy formulations [4] for all generally used refrigerants (and other fluids). CoolProp is accessible from MATLAB via Python interface, which can be easily added into MATLAB by installing the Python (one of supported versions - 2.7, 3.5, or 3.6). To bring the Python into operation, it might be needed to configure it by command

```
>> pyversion '<path>'
```

where <path> stands for Python executable file. After successful configuration the same command can be used for validation of Python configuration:

```
>> pyversion
    version: '3.6'
    executable: 'C:\Python\Python36\python.exe'
    library: 'C:\Python\Python36\python36.dll'
    home: 'C:\Python\Python36'
    isloaded: 1
```

CoolProp can be then installed by invoking

```
>> [v,e] = pyversion; system([e, ' -m pip install ---user -U CoolProp'])
```

and then it is ready to use. To simplify the commands and improve their readability we can run

```
>> import py.CoolProp.CoolProp.PropsSI
```

what will allow us to use directly the PropsSI function. For example, the temperature of R1234yf refrigerant under pressure of 3 bar and quality of 0.5 can be obtained by

```
>> T = PropsSI('T', 'P', 300000, 'Q', 0.5, 'R1234yf')
T =
2.716436975593448e+02
```

Honestly, the quality value is not important in this case, as refrigerant temperature is dependent only on its pressure in two phase area. But as an example it is quite well suitable.

2.1 DATA EXPORT

RefToolbox provides data export of three main types of dependencies:

• Single variable dependency, e.g. T = f(h) for p = const.

- Two variables dependency, e.g. T = f(h, p)
- Partial derivatives approximation $\left(\frac{\partial \rho}{\partial p}\right)_h = f(h, p)$

All of the dependencies can be exported as vectors of values or MATLAB/Simulink Lookup Table (an object of Simulink. lookuptable class) for further use within Simulink models. The user is expected to provide the range and the step of independent variables and the data are automatically obtained, saved into desired format and also plotted in GUI. In Fig. 2 there is an example of two variables dependency in RefToolbox GUI.

承 RefToolb	юх			– 🗆 X
Medium	R1234yf (HFO)	T		
Data export	ph diagram			
	Dependent	Temperature	Single Value Single Variable Two Variables	
	Independent 1	Pressure	P = 1e+05 To 2e+06 Step 1e+04 Pa	(191 steps)
	Independent 2	Mass specific enthalpy	H = 1.5e+05 To 4.5e+05 Step 1000 J/kg	(301 steps)
		Update		
	Minimum pressure	31508 Pa	Export	
	Maximum pressure	e 3000000 Pa	Name IIIT R1234vf T P H	Manual
i	Minimum temperat	ure 220 K		Wandar
	Maximum tempera	ture 410 K	Lookup Table Vectors Data type single Vectors	Export
1	Critical point press	ure 3382200 Pa		
	Critical point tempe	erature 367.9 K		
400]			
350	-			
€ 300 ⊢				
250				
200 2	1			
	1.5			4.5
	×10 ⁶	1	3.5	
		0.5	35 3 ×1	10 ⁵
		0.0	2 2.3	
		Р (Ра)	0 1.5 H (J/kg)	

Figure 2: RefToolbox two variable dependency

2.2 PH DIAGRAM DRAWING

Drawing a ph diagram requires two parts, a diagram background and the data to be presented. Diagram background usually consist of two axes, specific enthalpy as x axis and pressure as y axis. There are also isotherms, isentropic and isochoric curves shown to allow better orientation. Moreover the boundaries of phases are usually presented. Thus it is quite complicated to correctly print the diagram background with keeping its clarity. The ph diagram preview is shown in Fig. 3.

The second part of ph diagram are the presented data. It can consist of single point in diagram, representing a state of medium at steady-state situation, or a cycle, which can describe state changes is some technologic process (usually in heat pump or other refrigeration device).

Sometimes it is convenient to see the ph diagram in time, so we developed a Simulink library, which

is capable to update the cycle or point in ph diagram during simulation of MATLAB/Simulink model.



Figure 3: RefToolbox ph diagram presentation

3 USAGE EXAMPLES

3.1 LOOKUP TABLES

Exported lookup tables can be used for real-time computations or in simulations. As an example we take computation of refrigerant superheat (*SH*), which is defined as a difference between the actual temperature of the refrigerant vapor (*T*) and the saturation temperature of the refrigerant (T_{sat}) at that same point

$$SH = T - T_{sat}.$$
 (2)

The saturation temperature can be obtained from pressure measurement

$$T_{sat} = f(p), \tag{3}$$

where f(p) is function returning saturation temperature based on pressure and implemented by lookup table exported from RefToolbox.

3.2 HEAT PUMP SIMULATIONS AND MEASUREMENTS

RefToolbox was successfully utilized during measurement on heat pump testbench, where the refrigeration circuit is controlled by Infineon AURIX Tricore based control unit, which sends the measured pressures and temperatures via CAN bus to MATLAB/Simulink. RefToolbox is then used for realtime visualization of ph diagram of refrigeration cycle based on received measurement data as shown in Fig. 4.



Figure 4: Usage of RefToolbox during measurements on heat pump testbench

4 CONCLUSION

Within this paper a toolbox for MATLAB/Simulink named RefToolbox was described. It was developed to allow thermodynamic computations, data export and visualisations particularly for refrigeration systems. The paper presents the principle of the RefToolbox as well as the examples of toolbox outputs and even the toolbox practical applications.

There are multiple possible improvements, like GUI enhancements, units settings (now fixed for basic SI), additional mediums and others, what will be implemented in the second version of RefToolbox.

ACKNOWLEDGEMENT

The completion of this paper was made possible by the grant No. FEKT-S-17-4234 - "Industry 4.0 in automation and cybernetics" financially supported by the Internal science fund of Brno University of Technology.

REFERENCES

- [1] Y. A. Cengel and M. A. Boles, *Thermodynamics*, 3rd ed. Boston: WCB/McGraw-Hill, 1998.
- [2] M. J. Moran and H. N. Shapiro, *Fundamentals of engineering thermodynamics*, 5th ed. Hoboken: Wiley, 2004.
- [3] I. H. Bell, J. Wronski, S. Quoilin, and V. Lemort, "Pure and pseudo-pure fluid thermophysical property evaluation and the open-source thermophysical property library coolprop," *Industrial* & *Engineering Chemistry Research*, vol. 53, no. 6, pp. 2498–2508, 2014. [Online]. Available: http://pubs.acs.org/doi/abs/10.1021/ie4033999
- [4] E. W. Lemmon and R. Tillner-Roth, "A helmholtz energy equation of state for calculating the thermodynamic properties of fluid mixtures," *Fluid Phase Equilibria*, vol. 165, no. 1, pp. 1 21, 1999.
 [Online]. Available: http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0378381299002629

LOCALIZATION OF GAMMA RADIATION SOURCES

Tomas Lazna

Doctoral Degree Programme (2), FEEC BUT E-mail: xlazna00@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Ludek Zalud

E-mail: zalud@feec.vutbr.cz

Abstract: The paper describes a method for acquiring and processing data concerned with a radiation situation in a pre-defined region of interest with a goal of localizing point sources present in the region. The acquisition underlies the robotic platform Orpheus-X4 equipped with a precise navigation module and gamma radiation detectors, a path planning involves Boustrophedon decomposition. The processing is based on the Gauss-Newton method, a contribution of the paper consists in a way to provide the method correct input data. Introduced algorithms were verified experimentally. Although not all sources can be found using the chosen equipment, in case of successful localization the accuracy is not worse than 0.1 m.

Keywords: gamma radiation, robot, localization, parameter estimation

1 INTRODUCTION

The paper deals with the processing of data acquired posterior to a simulated accident involving discrete (point) radiation sources. As the ionizing radiation produced by those sources is unfavourable for a human health, it is desirable to localize them using unmanned systems in order to minimize a time spent by human personnel in the stricken area. Our team of robotics at the Faculty of Electrical Engineering and Communication, BUT, has already made a partial progress in the described field; previous results are presented, e.g., in paper [1].

A following scenario was assumed: Terrorists stole portions of a radioactive material and during their transport were stopped by safety enforcement bodies. Unfortunately, the action resolved in a loss of the radiation sources in an unknown area. It is desired to find parameters of the sources, especially their coordinates and some expression of the intensity, utilizing a multi-robot system. Necessary data should be acquired during a single operation in order to resemble a real scenario.

First, a model of the unknown area is measured applying a technique of the photogrammetry using an unmanned aerial system (UAS); details of the approach may be found in an article [2]. The resulting model called a digital elevation model (DEM) is utilized for a following motion planning of both the UAS and an unmanned ground vehicle (UGV). Then, an approximate radiation map is acquired by the UAS. Regions of interest (ROIs) with a significant radiation signature are selected within the map. Finally, these regions are explored in more detail by the UGV; a characterization of this survey is the main focus of the paper therefore, the UAS part is omitted.

The paper is organized as follows. In Section 2, devises used for the data acquisition are introduced, as well as its key component – a path planning algorithm. Section 3 deals with a description of algorithms used for processing the data in order to localize lost sources accurately. Results of performed experiments are summarized in Section 4. Consequently they are discussed and evaluated in Section 5.

2 DATA ACQUISITION

Essentially, any robotic platform possessing a capacity of carrying a radiation measurement system and is also equipped with a self-localization and navigation module, can be used for getting an appropriate dataset. In this case, the robot Orpheus-X4 developed at the Faculty of Electrical Engineering and Communication, BUT, was selected for the implementation of presented methods. Orpheus-X4 is as mid-size four-wheeled reconnaissance robot with payload capacity of approximately 30 kg. It is suitable for an outdoor environment, typical operation time is close to one hour. A key component of the system is a navigation module based on a GNSS (Global Navigation Satellite System) technology. As a Real Time Kinematic (RTK) GNSS provided by the receiver Trimble BD982 is utilized, the outdoor self-localization constitutes the accuracy better than 1 cm. The module is also capable of navigating the robot accurately through a series of waypoints. Details behind the navigation are available in an article [3].

A radiation detection system embodies a necessary component as well. The system is composed of two two-inch NaI(Tl) (sodium iodide doped with thallium) detectors. The utilization of two independent detectors provides better statistical parameters of the measurement as well as higher sensitivity. Each detector is encapsulated with a photomultiplier tube and ended with a standard 12-pin base. The detectors are mounted on the robot in a height of approximately 0.5 m. Both a source of high voltage and counting electronics are delivered by a compact NuNA MCB3 module. Detectors were calibrated for the energy range of 0 to 3 MeV using a Ceasium-137 source; the energy range is divided into 1024 channels. The device is controlled and data read via the Ethernet, the integration period is set to 1 second.

As the radiation spectra are measured periodically, the result depends mostly on a trajectory of the robot. It is assumed that an area in which a single source or multiple sources are present can be approximated by a polygon. Most likely, the polygon intersects with parts of the configuration space which can be denoted as obstacles, e.g., trees or steep slopes. Consequently, the primary polygon needs to be altered by a map of obstacles resulting in a set of polygons: the largest one is called the *envelope* and the whole region of interest lies inside it; the other ones, denoted as *holes*, embody forbidden areas for the robot. A path of the robot has to be planned in order to cover the envelope avoiding the holes with emphasis on low time and/or energy requirements. Following a survey of coverage path planning algorithms [4], a Boustrophedon decomposition was chosen.

The Boustrophedon algorithm is similar to a trapezoidal decomposition which divides the area into a set of disjoint trapezoids using a *sweep line* while their edges follow a shape of obstacles. In the case of Boustrophedon, the trapezoids are joined in generic nonconvex polygon. This kind of decomposition is not suitable for finding a shortest path between two points, however, it is beneficial for the coverage planning. In each polygon a "zig-zag" kind of path is easily computed while important portions of the trajectory are parallel to the original sweep line. Individual polygons are connected as nodes of a graph in which edges represent an adjacency of the polygons. If an optimal solution is not required, the sequence of nodes can be determined, for example, applying a depthfirst search algorithm [5].

A speed of the robot and a distance between parallel trajectory lines belong among important parameters that influence a result of the measurement. It is necessary to take a minimal detectable activity into account. That is already partially defined by the height of detectors (0.5 m), therefore, for both the distance travelled by the robot during 1 second (sampling period) and the spacing of measurement lines, it is meaningful to choose them in the same order. Previous experiments proofed that the forward speed of 0.6 m/s and the spacing of 1 m provide useful datasets for localization of sources of activity greater than hundreds of keVs. As weaker sources are not assumed (they do not pose a significant health risk), these values were used for the purposes of this paper as well.

3 DATA PROCESSING

Following previous achievements, a Gauss-Newton gradient method is used for finding parameters of sources present in a measured area, namely, their Cartesian coordinates and intensity. The method is rather reliable, however, the dataset needs to follow certain requirements in order to receive meaningful results. First, it is necessary to determine a number of sources and find an initial guess of their parameters. Then, the dataset should be reduced in a manner that keeps most of valuable samples and omits those that do not provide helpful information and can be considered as a noise. A procedure to do so is introduced in this paper.

First, let us remind the Gauss-Newton method applied to the localization of radiation sources. The sources are described by a matrix θ composed of parameter vectors:

$$\theta_i = (\alpha_i, x_i, y_i) \tag{1}$$

The matrix $\boldsymbol{\theta}$ is incrementally updated using a Jacobian and a vector of residuals:

$$\boldsymbol{\theta}_{k+1} = \boldsymbol{\theta}_k - \left(\boldsymbol{J}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{J}\right)^{-1}\boldsymbol{J}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{r}(\boldsymbol{\theta}_k)$$
(2)

where

$$r_m = c_m - \sum_{r=1}^{R} \frac{\alpha_r}{(x_m - x_r)^2 + (y_m - y_r)^2 + h^2}$$
(3)

where α stands for the intensity expressed as counts measured in a distance of 1 m, c stands for actually measured counts, x, y are Cartesian coordinates and h is a height of detectors.

The process continues until the sum of residuals is lower than an allowed error ε . Note that it is important to normalize values of measured counts per second (CPS) to a range 0 to 1 in order to ensure a numerical stability. The major problem of different localization methods, such as [6], consists in determining the number of sources. A possible solution is offered below.

Since the region of interest is covered evenly by the measurement points, it is possible to build a map of the radiation distribution inside the region by interpolating samples; typically a Delaunay triangulation is used as a method of the interpolation. Each source well-separated from the others should invoke a local maximum in the radiation map. Therefore, number of local maxima corresponds with a number of separate radiation sources. As the real data usually do not follow an ideal course in a vicinity of sources due to the dead-time and measurement inaccuracy, is it difficult to identify local maxima by a simple peak detector.

Accordingly, a method of adaptive thresholding is adopted to distinguish significant maxima. All values under certain threshold corresponding to a background are cut off leaving discrete areas of a number equal to a number of differentiable sources (peaks). A value of the threshold was derived from simulation results [7] and is equal to:

$$threshold = \mu_{background} + 3\sigma_{background} \tag{4}$$

where the background set is composed of samples with a value lower than $\mu_{all} + \frac{\sigma_{all}}{2}$. The μ stands for the mean value of a dataset and the σ represents its standard deviation.

The parameter matrix for the Gauss-Newton method is initialized with a CPS value and coordinates of a maximal point in each separated area created by the thresholding.

4 RESULTS

The described algorithms were experimentally tested using seven radioactive sources of Cobalt-60 and Caesium-137 isotopes with the activity ranging from 3 MBq to 80 MBq. A measurement trajectory planned using the Boustrophedon decomposition is shown in Figure 1 (left); note that there were three obstacles in the region. The interpolated radiation map with the cut background can be

found in Figure 1 (right) – there were merely three local maxima (of seven sources) found. The complete result in a form of both the true and the estimated locations of sources put in the radiation map is illustrated in Figure 2. The average localization error was equal to 8.9 cm RMS.



Figure 1: Left: The measurement trajectory. Right: Separated local maxima.



Figure 2: The result of localization.

5 CONCLUSION

A method for accurate localization of radiation sources lost in a pre-defined region of interest was introduced in this paper. The robotic platform Orpheus-X4 equipped with RTK-GNSS receiver and gamma radiation detectors was used for the data acquisition. Generally, within the region of interest, obstacles may appear; thus, a Boustrophedon decomposition along with depth-first search are utilized for planning safe "zig-zag" trajectories for complete coverage of the ROI. The measured data are pre-processed by interpolating them and cutting the radiation background applying an adaptive threshold. Remaining areas that exceeds background values are used to initialize the parameter matrix which is then processed by the Gauss-Newton method.

Algorithms were tested during a wider experiment where the region of interest was selected and a map of obstacles was acquired on a basis of previous measurements performed by a UAS. Borders of the region were defined using the same adaptive thresholding method exploiting its generality. In practice, the map of obstacles needs to be extended with a clearance to avoid collisions since the robot cannot turn on spot in an outdoor terrain and consequently an additional manoeuvring space is required. A value of the clearance should be greater than a minimal turning radius of the robot which is typically equal to 0.6 m for the Orpheus-X4.

As was presented in results, sources were localized with the accuracy better than 0.1 m; however, merely three of total seven sources were successfully found which points to a disability to be functional in any general scenario. One of the fail-to-locate sources was overshadowed by an adjacent stronger radionuclide and one collided with an obstacle (steep slope), the other two were just outside borders of the region. While the former two cases reflect drawbacks of the selected method, the latter two would be localized if the region was extended. In the future, further development of localization algorithms is planned with an emphasis on the cooperation with other robotic systems such as the aerial ones. A maximal autonomy of the system with a minimal intervention is desired.

ACKNOWLEDGEMENT

The completion of this paper was made possible by the grant No. FEKT-S-17-4234 - "Industry 4.0 in automation and cybernetics" financially supported by the Internal science fund of Brno University of Technology.

REFERENCES

- [1] Lazna, T., Gabrlik, P., Jilek, T. and Zalud, L. Cooperation between an unmanned aerial vehicle and an unmanned ground vehicle in highly accurate localization of gamma radiation hotspots. *International Journal of Advanced Robotic Systems*, **15**(1). SAGE Publishing, 2018.
- [2] Gabrlik, P., Cour-Harbo, A. la, Kalvodova, P., Zalud, L. and Janata, P. Calibration and accuracy assessment in a direct georeferencing system for UAS photogrammetry. *International Journal of Remote Sensing*, 39(15–16). Taylor & Francis, 2018, pp. 4931–4959.
- [3] Jilek, T. Autonomous field measurement in outdoor areas using a mobile robot with RTK GNSS. *IFAC-PapersOnLine*, **48**(4). Elsevier, 2015, pp. 480–485.
- [4] Choset, H. Coverage of Known Spaces: The Boustrophedon Cellular Decomposition. *Autonomous Robots*, **9**(3). Springer, 2000, pp. 247–253.
- [5] LaValle, S. M. *Planning Algorithms*. Cambridge: Cambridge University Press, 2006.
- [6] Gunatilaka, A., Ristic, B. and Morelande, M. Experimental verification of algorithms for detection and estimation of radioactive sources. In: 2010 13th International Conference on Information Fusion. Edinburgh: Institute of Electrical and Electronics Engineers, 2010.
- [7] Gabrlik, P. and Lazna, T. Simulation of Gamma Radiation Mapping Using an Unmanned Aerial System. *IFAC-PapersOnLine*, **51**(6). Elsevier, 2018, pp. 256–262.

PARAMETER IDENTIFICATION OF THE TWO-MASS MECHANICAL FLEXIBLE SYSTEM USING WELCH METHOD

Ondřej Bartík

Doctoral Degree Programme (2), FEEC BUT E-mail: xbarti07@stud.feec.vutbr.cz

> Supervised by: Petr Blaha E-mail: blahap@feec.vutbr.cz

Abstract: This paper is focused on the parameter identification of the Two-Mass mechanical flexible system for motor drive applications. The whole methodology is based on the amplitude frequency characteristics given by Welch spectrum analysis method. The iterative algorithm is used to reconstruct the bi-quadratic flexible member of the transfer function. Then, the mechanical parameters are obtained with the transfer function parameters equivalence. Finally, the experimental results and theoretical estimates are compared and discussed.

Keywords: Two-mass flexible system, Welch method, Spectral analysis, Bi-quadratic filter

1 INTRODUCTION

The many cases of the mechanical drive systems used in the industry can be modeled as the two-mass system. As the examples; the toothed belt, axial rotary flexible connection, and long torque shaft connection can be given. Some knowledge background of the physical based modelling approach for the multi-mass systems can be found here [1]. This type of systems or plants shows resonant behavior on the certain frequencies. This means that there are resonant and anti-resonant peaks on the plant frequency response. Such a behavior causes many problems in closed-loop system design and hence, it is necessary to identify this behavior as best as possible. The system identification is often challenging task because of the choice of the right method and suitable input signal which is rich enough for good plant excitation. Widely used methods for identification of the electric drive systems are methods based on the frequency analysis or on the spectrum analysis. Method used in this paper is based on the spectral analysis using power spectral densities, often called periodograms. The main goal of the identifiation experiment presented in this paper is to gain the plant parameters in such a way, which allows success reconstruction of the resonant and anti-resonant peaks values and their positions on the plant frequency response.

2 TWO-MASS SYSTEM MODELLING

The Two-Mass mechanical flexible system can be taken as the system with single input and two outputs and can be described by the following set of the differential equations.

$$\frac{d\omega_m}{dt} = -\frac{b}{J_m}\omega_m - \frac{k}{J_m}\Theta_m + \frac{b}{J_m}\omega_l + \frac{k}{J_m}\Theta_l + \frac{T_i}{J_m}$$
(1)

$$\frac{d\theta_m}{dt} = \omega_m \tag{2}$$

$$\frac{d\omega_l}{dt} = \frac{b}{J_l}\omega_m + \frac{k}{J_l}\theta_m - \frac{b}{J_l}\omega_l - \frac{k}{J_l}\theta_l$$
(3)

$$\frac{d\Theta_l}{dt} = \omega_l \tag{4}$$

Where J_m and J_l are the inertias of the shaft and load respectively. Parameter *b* is the dumping coefficient and the parameter *k* is the flexible coefficient. Variables ω_m and ω_l stand for shaft and load angular velocities respectively. The variables θ_m and θ_l are shaft and load angular positions respectively. Finally, the T_i variable stands for the input torque generated by the electric part of the machine. Typical frequency response of the transfer function given as the ratio between the input torque and shaft angular velocity is at Figure 1.



Figure 1: Flexible system frequency response (example)

The blue line represents magnitude of the mechanical part of the drive systems with flexible mechanical part. Red and green lines represent resonance and anti-resonance overshoots respectively. Red and green crosses then represent their positions in the frequency. Mentioned transfer function of the examined plant is as follows:

$$Gp(s) = \frac{\omega_m(s)}{T_i(s)} = \frac{1}{J_m + J_l} \frac{1}{s} \frac{J_l s^2 + bs + k}{J_m J_l s^2 + bs + k}$$
(5)

Where the *s* stands for Laplace operator. The bi-quadratic member creates the flexible element of the system. The main goal of this paper is to show the procedure of the J_m , J_l , k, and b parameters identification. The resonant angular frequency ω_r and anti-resonant angular frequency ω_a are described by the following relations [2], [3]:

$$\omega_r = \sqrt{k \frac{J_m + J_l}{J_m J_l}} \tag{6}$$

$$\omega_a = \sqrt{\frac{k}{J_l}} \tag{7}$$

The analytical form of the amplitude frequency characteristic can be easily derived by replacing *s* with the $j\omega$ in (5) and evaluating the absolute value to gain the following relation:

$$|G_{p}(\omega)|_{dB} = 20\log_{10}\sqrt{\frac{(k-J_{l}\omega^{2})^{2} + b^{2}\omega^{2}}{(k(J_{m}+J_{l}) - J_{m}J_{l}\omega^{2})^{2} + b^{2}(J_{m}+J_{l})^{2}\omega^{2}}}$$
(8)

Now, the values of the resonant and anti-resonant peaks can be easily derived by substituting (6) and (7) into (8) respectively. Then, the following relations are obtained:

$$R_{dB} = 20\log_{10}\frac{1}{J_m + J_l}\sqrt{1 + \frac{k\frac{J_l^3}{J_m}}{b^2(J_m + J_l)}}$$
(9)

$$A_{dB} = 20\log_{10}\sqrt{\frac{b^2}{b^2(J_m + J_l)^2 + kJ_l^3}}$$
(10)

Relations (6), (7), (9), and (10) are used to examine the accuracy of the identified parameters in the final part of this paper.

3 DATA PROCESSING

As mentioned in the Introduction section, Welch method is used for the data processing. Whole algorithm can be expressed by the following equation:

$$|G_p(\omega)| = \frac{\mathscr{F}_N^1 \sum_{i=0}^N R_{uy_i}(\tau) w_i(\tau)}{\mathscr{F}_N^1 \sum_{i=0}^N R_{uu_i}(\tau) w_i(\tau)}$$
(11)

Where \mathscr{F} stands for Fourier transform, $R_{uu_i}(\tau)$ and $R_{uy_i}(\tau)$ stand for i-th input auto correlation and input-output cross correlation functions respectively. The $w_i(\tau)$ is i-th window function. Fourier transform is applied on the average of the N windowed correlated functions and FFT algorithm is used to evaluate the Fourier transform. The length of the window function L_w (and windowed correlated functions as well) is set to 2048 samples. This is due to radix format for FFT algorithm. The length of the one period of PRBS is set to 1023 symbols. The length of correlated function is given by 2M - 1, where M is length of the input data sequence for the correlation functions. Because of the attributes of PRBS, the whole period is correlated, which gives 2045 sample length. To reach the radix form, the correlated data sequence is filled with zeros.

Because of the result accuracy, the window function $w(\tau)$ is applied. Its prescription is given by:

$$w(\tau) = \begin{cases} \frac{1}{2}(1 + \cos\frac{\pi\tau}{P}) & |\tau| \le P\\ 0 & |\tau| > P \end{cases}$$
(12)

Which is called Hamming-Tukey window. Parameter P stands for window span and it needs to be narrow enough to filter out noisy data from correlation functions but not too much narrow to cut off valid information from them. Window span is usually chosen from following interval [4]:

$$P \in \left\langle \frac{L_w}{6}, \frac{L_w}{5} \right\rangle \tag{13}$$

3.1 PARAMETERS EXTRACTION

For the parameters extraction it is necessary to reconstruct the transfer function of the plant (5). For this purpose an iterative algorithm was developed. This algorithm iteratively and alternately sets following polynomials:

$$\begin{aligned} \alpha(s) &= s^2 + 2\xi_{\alpha}\omega_{\alpha} + \omega_{\alpha}^2 \\ \beta(s) &= s^2 + 2\xi_{\beta}\omega_{\beta} + \omega_{\beta}^2 \end{aligned}$$
(14)

Altogether, these formulas form Bi-quadratic filter in the following form:
$$G_{BiQ}(s) = \frac{s^2 + 2\xi_{\alpha}\omega_{\alpha} + \omega_{\alpha}^2}{s^2 + 2\xi_{\beta}\omega_{\beta} + \omega_{\beta}^2}$$
(15)

Detailed description of the iterative algorithm can be found here [5]. Now, if the parameters of the (15) are matched with the parameters of the (5), the relations for the J_m , J_l , k, and b parameters can be easily found.

4 EXPERIMENT DESCRIPTION

For the purpose of the experiment, the long torque shaft connected to the Permanent magnet synchronous motor (PMSM) was used. The inertia disc was placed at the other end of the shaft. The PMSM is drived by the field oriented control. The electric part of the machine is controlled via current PI controllers. The sampling frequency for the measurement was set to 1 kHz. The q-axis current and the shaft velocity were measured and used for the spectral analysis. The measured velocity signal was derived to omit the integral character of the mechanical plant. Number of PRBS periods was set to 50. The window span is set as follows: $P = \frac{2048}{5.5}$. The complete algorithm was implemented at dSPACE DS1103 platform. In Figure 2, the measurement data can be seen together with the gained amplitude frequency characteristic of the mechanical plant.



Figure 2: (a) Measured data - q-axis current (upper), motor shaft velocity (lower), (b) amplitude frequency characteristic given by Welch spectrum analysis

There are measured and reconstructed ω_r , ω_a , R_{db} , and A_{dB} values to compare together with their relative percentage errors highlighted in the following table:

Parameter	measured value	reconstructed value	error
ω _r	294.7 rad \cdot s ⁻¹	$306.7 \text{ rad} \cdot \text{s}^{-1}$	4.1 %
ω_a	$67.5 \text{ rad} \cdot \text{s}^{-1}$	$67.8 \text{ rad} \cdot \text{s}^{-1}$	0.5 %
R_{dB}	80.4 dB	78.9 dB	1.9 %
A_{dB}	32.6 dB	32.7 dB	0.3 %

Table 1	:	Parameters	comparison
---------	---	------------	------------

As one can see, the most problematic parameter to estimate is the position of the resonance peak in the amplitude frequency characteristic. This is due to the dynamics of the electrical part of the plant, where its dynamic is situated approximately at 570 rad \cdot s⁻¹. The characteristic at Figure 2 (b) is modified by subtraction following function which represent electrical part of the PMSM. This is because original measurement was influenced by the electrical part of the PMSM.

$$|G_e(\omega)| = 20\log_{10} \frac{1}{\sqrt{1 + (T_e\omega)^2}}$$
(16)

Where T_e is the time constant of the PMSM and its plain to see thus $\frac{1}{T_e} = 570 \text{ s}^{-1}$. The estimated mechanical plant parameters can be found in Table 2.

Parameter	value		
J_m	$1.7 \cdot 10^{-4} \text{ k} \cdot \text{gm}^2$		
J_l	$3.3 \cdot 10^{-3} \text{ kg} \cdot \text{m}^2$		
k	$15 \text{ m}^2 \cdot \text{kg} \cdot \text{s}^{-2}$		
b	$0.03 \text{ m}^2 \cdot \text{s}^{-1}$		

 Table 2: Estimated mechanical plant parameters

5 CONCLUSION

The main goal of this paper was to demonstrate the possible use of Welch spectrum analysis for the motor drive plants with the two-mass mechanical resilient load. A procedure for mechanical plant parameters extraction was suggested. A comparison between measured and estimated resonance and anti-resonance behavior was done. The highest estimation error is caused by the electrical part of the drive machine, because the dynamics of the electrical part is situated close to the resonance peak in the amplitude frequency characteristic. However, the relative percentage errors of the parameters estimates are satisfying low. This allows to use these estimates for the potential controlled closed-loop system design.

ACKNOWLEDGEMENT

The completion of this paper was made possible by the grant No. FEKT-S-17-4234 - "Industry 4.0 in automation and cybernetics" financially supported by the Internal science fund of Brno University of Technology and by the project CIDAM - Center for Intelligent Drives and Advanced Machine Control TE02000103 funded by the Technology Agency of the Czech Republic.

REFERENCES

- Antoine Boutros, Philippe El-jurdi, Hadi Y Kanaan, and Kamal Al-haddad. Modeling and Simulation of a Complex Mechanical Load Using the Multi-Mass Approach. *MELECON 2014 2014* 17th IEEE Mediterranean Electrotechnical Conference, pages 373–379, 2014.
- [2] Ming Yang, Weilong Zheng, Kaixuan Yang, and DIanguo Xu. Suppression of mechanical resonance using torque disturbance observer for two-inertia system with backlash. 9th International Conference on Power Electronics - ECCE Asia: "Green World with Power Electronics", ICPE 2015-ECCE Asia, pages 1860–1866, 2015.
- [3] George Ellis and Robert D. Lorenz. Resonant load control methods for industrial servo drives. pages 1438–1445, 2002.
- [4] Torsten Söderström and Petre Stoica. System identification. Prentice Hall, New York, 1989.
- [5] Ondrej Bartik. Mechanical resonant systems identification and compensation for the self tuning algorithms. 2018 IEEE 4th Southern Power Electronics Conference (SPEC), pages 1–6.

SHOCK RESPONSE SPECTRUM TESTING WITH SHOCK MACHINE

Michal Šindelář

Doctoral Degree Programme (2), FEEC BUT E-mail: sindelar@feec.vutbr.cz

Supervised by: Petr Beneš

E-mail: benesp@feec.vutbr.cz

Abstract: Transient mechanical shocks cause dynamic stress in structures which results in defect or malfunction of exposed devices. A shock response spectrum (SRS) is used for characterizing an acceleration response of linear single degree of freedom system to these shocks. This paper is focused on presentation of the shock response spectrum derived from half-sine shock generated by shock machine.

Keywords: Mechanical shock, shock response spectrum

1 INTRODUCTION

Proper function of machines, devices or structures may be affected by mechanical shocks. Depending on operating environment, shock differs in form, amplitude and duration. Typical forms of shocks are represented by half-sine shocks, trapezoidal shocks, earthquake shocks, pyro or naval shocks. Since this paper is focused on shocks generated by shock machine, we will discuss a half-sine form of shock only.

A number of applications, such as aerospace industry, transportation, vehicle components, electronic equipment and many others have to deal with transitory dynamic stress in structures, which is induced by mechanical shock. Magnitude of this stress is a function of the characteristics of the shock and dynamic properties of the structure[1]. A shock can be represented in the time domain or in the frequency domain. For the first case, a shock is fully characterized by three parameters: form, amplitude, and duration [2]. In the frequency domain, a shock response spectrum is commonly used for representing a time-history record of an acceleration. A shock response spectrum characterizes the acceleration response of a single degree of freedom (SDOF) system at a given frequency to a transient shock acceleration input. This SDOF system can be represented as a series of masses connected to the solid base through defined stiffness and damping [3], as schematically illustrates Figure **1**.



Figure 1: Model of shock response spectrum [3]

 \ddot{X}_i is the acceleration response of each system to the common input \ddot{Y}_i . M_i , K_i and C_i is the mass, stiffness and damping, respectively.

A shock response spectrum is primary useful in aerospace industry. Since universe is a harsh environment with plenty of impacts inducing sudden acceleration of high amplitudes with short duration, the higher frequency band of a SRS is crucial. For instance, the analysis of shock response spectrum let engineers to design avionics to survive mechanical shocks arising from jet engine ignition or satellite launching process. On the other hand, the lower frequency band of the SRS is useful when testing endurance to seismic excitation. Also, the shock response spectrum can be used as a powerful tool for characterizing transportation environment (packaging material, etc.). This point is important in case of equipment particularly susceptible to shock because inappropriate handling can result in a damage [3]. There are several of other applications employing shock response spectrum, such as reproducing of shipboard naval shocks, in the field of electronic components or automotive [4].

As mentioned above, this paper focuses on half-sine shocks. Testing with half-sine is frequently employed in automotive industry for vehicle components such as oil level sensors, differential pressure sensors for a DPF or fuel supply modules. Figure 2 shows ideal half-sine shock with duration of 11 milliseconds and amplitude of 50 G. Corresponding shock response spectrum is shown in Figure 3. There are three highlighted points at 30 Hz, 80 Hz and 140 Hz. These points show acceleration response of SDOF system at a given independent natural frequency with Q factor of 10. Hence, natural frequency of 30 Hz will generate 55 G for the case with Q = 10 of SDOF system as a response to the half-sine shock. Similarly, this response is represented by every single point of the curve of a shock response spectrum. It can be noted, that Q = 10 corresponds to damping coefficient of 5 % [3].



Figure 2: Ideal half-sine shock of 50 G and 11 milliseconds [3]

Resulting shock response spectrum depends on time-history of the input acceleration. For one mechanical shock is possible to obtain several different shock response spectra. We distinguish shock response spectra into five types. The first is referred to as *maximax*. In this case, the spectrum represents the maximum absolute response over the entire duration (excitation and residual). Secondly, the *maximum positive* spectrum, which corresponds to the maximum positive response over the entire duration and similarly the *maximum negative* spectrum. The *primary spectrum* is constructed from the maximum absolute response during the excitation and the *residual spectrum* interprets peak response after the excitation [5].



Figure 3: Maximax shock response spectrum transformed from ideal half-sine 50 G and 11 ms [3]

2 SHOCK RESPONSE SPECTRUM IN ACCORDANCE WITH EN 60068-2-81

Standard EN 60068-2-81 describes tests employing a shock response spectrum. The main aim of this type of test is to synthetize an appropriate acceleration time history due to specified shock response spectrum. This can be done by several methods, such as superimposing of sine waves with different amplitudes and frequencies in certain time window or damped sine function over limited time. The resulting shock response spectrum should be in ± 1.5 dB from requested spectrum [6].

Discrepancies between real and created acceleration time history can occur, because there is no unique acceleration time history associated with a given shock response spectrum. So, definition of transient shock in time domain is necessary in order to meet authentic operating conditions. It should be noted, that synthetizing of an acceleration time history is a feature of modern control systems of electrodynamic vibration shakers. However, conventional exciters have some limitations by means of frequency band (typically up to 3000 Hz) and maximum amplitudes (up to 400 G) [6].

Qualifying of space equipment and many other applications need testing in wider frequency band and with higher acceleration amplitudes. Hence, another approach to generate transient shock is necessary. Pyro shock refers to high frequency and high amplitude mechanical excitation, but these tests are very complex and require explosives. As a result, operational cost is high. In some occasions a pyro shock can be substituted by metal to metal impact, which is far simpler and gives similar shock excitation [7].

3 SHOCK MACHINE AS SHOCK EXCITER FOR SRS

Testing laboratory CVVOZE at the Department of Control and Instrumentation, Faculty of Electrical Engineering and Communication, provides vibration, shocks, and climatic tests. The testing equipment for shocks and vibration consists of 24 KN electrodynamic shaker and pneumatic shock machine. Control system for this shaker (SWR1200) does not have an acceleration time history synthetizing function and maximal amplitude of shock is approximately 180 G with unloaded vibrating system. The shock machine Avex SM-110 provides shock testing up to 30 000 G and therefore requirements for higher amplitudes are accomplished. The form of shock depends on impact pad and it could be a half-sine, sawtooth or square wave pulse. Hence, there is also no option to synthetize an acceleration time history in order to reproduce an arbitrary shock response spectrum.

As mentioned above, many engineers deal with a shock of half-sine form in their research. So, the shock machine offering high amplitudes of acceleration is on point. For demonstrating purposes, a shock response spectrum from measured half sine shock excited by the shock machine was obtained. Figure 4 shows time-history of measured half-sine shock with amplitude of approximately 1 400 G and duration of 0.5 milliseconds.



Figure 4: Half-sine shock of 1400 G and 0.5 ms excited by the shock machine

Measurement was performed with NI PXIe-1062Q in cooperation with sound and vibration module NI PXI-4462. The maximax shock response spectrum, in Figure 5, was calculated in LabVIEW program employing Sound and Vibration Measurement Suite toolbox. Measured time-history record of the shock (24-bits at 200 kS/s) is filtered with low-pass 4th order Bessel filter with cutoff frequency of 15 kHz. The cutoff frequency is set in accordance with EN 60068-2-81 and it should be 1.5 times higher than the highest frequency of interest [6] (for this case, SRS was investigated in the frequency range up to 10 kHz).



Figure 5: Calculated maximax SRS from measured half-sine shock

4 CONCLUSIONS

This article has only been able to touch on the most general features of the shock response spectrum. Using of the shock machine as an exciter for the transient shocks is straightforward and allows reach high amplitudes in order of thousands G with low operational cost. In Figure 5 was demonstrated a maximax shock response spectrum obtained from the half-sine time history acceleration excited by shock machine Avex SM-110. It can be noted that the shape of measured SRS and ideal SRS is almost identical.

In general, the limiting factor of shock machines is represented by pre-defined shock wave pulses without possibility to generate an arbitrary acceleration time-history. Hence, the shape of provided shock response spectrum cannot be significantly changed.

ACKNOWLEDGMENT

The completion of this paper was made possible by the grant No. FEKT-S-17-4234 - "Industry 4.0 in automation and cybernetics" financially supported by the Internal science fund of Brno University of Technology.

REFERENCES

- [1] LALANNE, Christian. Mechanical Vibration and Shock Analysis. 2nd ed. London: ISTE, 2009. ISBN 978-1-84821-123-0.
- [2] ČSN EN 60068-2-27. ed. 2 Zkoušení vlivů prostředí Část 2-27: Zkoušky Zkouška Ea a návod: Rázy. ÚNMZ, 2010.
- [3] IRVINE, Tom. AN INTRODUCTION TO THE SHOCK RESPONSE SPECTRUM. 2012, (Revision S).
- [4] An inverse shock response spectrum. Mechanical Systems and Signal Processing. 2011, 25(7), 2654-2672. DOI: 10.1016/j.ymssp.2011.05.003. ISSN 08883270. https://linkinghub.else-vier.com/retrieve/pii/S0888327011001750
- [5] ALEXANDER, J. Edward. Shock Response Spectrum A Primer. SOUND & VIBRATION. 2009.
- [6] ČSN EN 60068-2-81 Zkoušení vlivů prostředí Část 2-81: Zkoušky Zkouška Ei: Údery syntéza spektra odezvy úderů. Český normalizační institut, 2004.
- [7] Development of a Shock Test Facility for Qualification of Space Equipment. Göteborg, 2012. Master's thesis. CHALMERS UNIVERSITY OF TECHNOLOGY.

COMPACT FIBER-OPTIC CURRENT SENSOR UTILIZING MULTIPLE MODES

Michal Skalský

Doctoral Degree Programme (3), FEEC BUT E-mail: xskals01@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Zdeněk Havránek E-mail: havranek@feec.vutbr.cz

Abstract: In this paper, a simple and compact fiber-optic current sensor utilizing a standard telecom fiber is demonstrated. The sensor employs a Faraday effect introducing a circular birefringence, which is added to a birefringence induced by fiber coiling. The experiments revealed that multi-mode propagation of light with wavelength of 633 nm may exhibited much better sensitivity to the Faraday effect and is less harmed by the parasitic birefringence compared to single-mode beam with 1550 nm.

Keywords: Faraday effect, optical fiber sensors, current sensor, multi-mode.

1 INTRODUCTION

Sensing the electric current with optical fibers has attracted considerable attention due to specific advantages such as perfect electric insulation, safety, immunity to electromagnetic noise, low weight and possibility of long distance signal transmission. They are mostly based on magneto-optic Faraday effect consisting in rotating the polarization angle of the light propagating in parallel to the magnetic field induced by the current in a conductor. However, since the Faraday effect in standard silica fiber is weak, this kind of sensors has been conveniently utilized mainly for high current (\approx kA) measurements. To enhance the sensitivity, the fiber is usually coiled into multiple wraps around the conductor. Both Sagnac interferometer-based and single-ended reflection-based configurations has been reported [2]. The Faraday rotation thus cumulates along the fiber length; however; there also acts a negative effect of birefringence. Note that apart from these polarization sensitive sensors there emerge also some other approaches to current measurement, e.g. those based on magnetic fluids and multi-mode interference [6], which are still under development.

This paper presents a compact coiled current sensor based on Faraday effect, where also the conductor is wound around the fiber coil into a toroidal shape. The interaction of the magnetic field with the optical wave is thus intensified by the factor of 10^6 compared to a single fiber and conductor loop. Based on this setup, both single-mode (SM) as well as multi-mode (MM) beam propagation is studied and the first results are reported.

2 THEORY

2.1 FARADAY EFFECT IN A COILED FIBER

If an optical material is placed into a magnetic field \vec{B} , the Faraday effects causes introducing a small circular birefringence. Therefore, the plane of polarization of linearly polarized light will be rotated by angle

$$\theta = V \int_{L} \vec{B} \, \mathrm{d}\vec{l} \tag{1}$$

after passing the material, where L is the light path in the medium and V is Verdet constant expressing the magneto-optic properties of the material. This effect can also exhibit in optical fibers. It can be measured e.g. by launching a linearly polarized light into a fiber and placing a polarizer (analyzer) at the output [1]. Assuming the polarizer is in parallel with an initial polarization, the output power is in ideal case equal to $P_{out} = P_{in} \cos \theta$. However, in practical cases, the attempts to make such sensors compact and more sensitive yield in winding the fiber into multiple turns [2]. Although there are techniques to produce a fiber with very low bending loss, there is a more severe problem of bending-induced birefringence of SM fibers [4]. The resulting birefringence is thus a superposition of both bending and the Faraday effect. There exist techniques to decrease the sensitivity to the bending-induced birefringence such as annealing and twisting the fiber; nevertheless; for smaller coiling diameter the bending effect needs to be taken into account. The apparatus to the polarization state development in coiled SM fiber is established in [5]. It is based on four-parameters model, including a linear birefringence with defined angle and phase delay, polarization rotation and a random delay of light coupled between polarization modes. The first three parameters can effectively handled by placing a polarization controller before the fiber input, as demonstrated by [4]. However, such solution only enables to tune an optimal state of input polarization to maximize the Faraday effect, but not to reach its actual maximum. The reason is as follows: the bending-induced birefringence may change the initially linear polarization to circular. The Faraday effect then manifests as pure phase shift. However, the sign of the shift depends on the direction of polarization. Assuming the all states of polarization are in tightly coiled fiber distributed equally, the overall Faraday effect may be significantly weakened. In this case, we can define so-called effective Verdet constant as an overall magneto-optical parameter of coiled fiber. It was demonstrated e.g. by [1] that a fiber wound into 12-cm radius exhibited about 12-times smaller effective Verdet constant at 633 nm, compared to its intrinsic value.

2.2 **PROPAGATING OF MULTIPLE MODES**

The known fact that the Verdet constant is wavelength-dependent can be approximately expressed as $V \approx \lambda^{-2}$ [4]. Therefore, most of fiber-optic current sensors tend to utilize shorter wavelengths, occurring in visible range, rather than in infrared telecom region. The spurious bending-induced birefringence discussed above can be also interpreted as an existence of two polarization modes, which are both affected by the Faraday effect. Nevertheless, similar effect is also present in case of multiple modes propagating through a MM fiber. In the experimental part we utilize a standard telecom SM fiber similar to SMF-28, having the cutoff wavelength $\lambda_c \leq 1260$ nm. The sensing performances were investigated for two wavelengths: $\lambda_1 = 633$ nm and $\lambda_2 = 1550$ nm. A beam propagation



Figure 1: Simulation of the beam propagation in SMF-28 fiber for λ_1 and λ_2 comparing the straight and coiled (r = 25.5 mm) fiber (a), and the corresponding SM (gaussian) power at particular position (b).

method was used to simulate a field distribution along the fiber for these wavelengths, where both straight fiber as well as fiber wound on a coil were compared (Fig. 1(a)). The considered coil radius was r = 25.5 mm, which corresponds to the experiment. Whereas the field has approximately gaussian distribution for λ_2 , in case of λ_1 a pseudo-periodic multiple-mode interference may be observed. Nevertheless, due to different propagation constant β of each mode, they are propagating independently of each other [3] and also their rotation due to the Faraday effect will be slightly different. The aim of this study is to explore the behavior of compact-coiled fiber-optic current sensor where single as well as multiple modes are propagating through the fiber, since such a case have not been reported to our knowledge. In addition, by making the modes to interfere at the end, a very sensitive response could be obtained, as suggest the simulated SM power distributions in Fig. 1(b).

3 EXPERIMENTAL SETUP

The developed sensing coil consisted of m = 1280 wraps of standard telecom fiber, similar to SMF-28, wound in mean radius of r = 25.5 onto a 3D-printed plastic spool. Therefore, the total fiber length is estimated to 205 m. The varnished wire was then wound around the fiber coil to form a toroid having n = 850 wraps. The whole experimental setup is schematically shown in Fig. 2. Two different linearly polarized light sources were used providing wavelengths $\lambda_1 = 633$ nm (HeNe laser) and $\lambda_2 = 1550$ nm (semiconductor laser) coupled into an optical fiber. To handle the sensing coil input polarization state, a 3-paddle polarization controller (PC) was placed after the source. After passing the coil, the light was filtered by a wideband Glan-Thomson polarizer (GTP) with rotary mounting. Alternatively, an SM low-cutoff fiber (460HP, $\lambda_c \leq 450$ nm) having length of 4 m was inserted before the GTP to observe purely an SM power when λ_1 was used. The output power was turned to voltage by an Si detector for λ_1 and by an InGaAs detector for λ_1 . The voltage was routed to a digital oscilloscope Agilent DSO7012B (CH1), together with the coil current sensed by the current probe (CH2). The current was also more accurately measured by the digital ammeter.



Figure 2: Scheme of the experimental setup (a) and photo of the sensing coil (b). Two pairs of source and detector were used to test operation at λ_1 and λ_2 . Alternatively, inserting a piece of low-cutoff fiber was tested to filter out higher modes at λ_1

4 RESULTS AND DISCUSSION

4.1 **Observing the propagating modes**

For the visible wavelength $\lambda_1 = 633$ nm it was possible to observe the output field after propagation through the fiber. In case of the used telecom fiber, the normalized frequency of $\nu = 5.7$ suggests there exist some higher-order modes. By pointing the output fiber onto a white plate instead of the GTP, the output field power distribution was projected and recorded by the camera. The field images for different PC settings are shown in Fig. 3(a-f). By comparing to the simulated modes shape in a MM fiber [3], the dominance of LP_{11} (b) and LP_{21} (a,c,e) modes may be noticed. These observations confirm the presence of multiple modes simulated by the beam propagation method. On the contrary, when the low-cutoff SM fiber is placed at the output, only the lowest LP_{01} mode is observed, as shown in Fig. 3(g–h) for minimal and maximal intensity reached by adjusting the PC.



Figure 3: Observed field distribution at the end of telecom fiber (MM at λ_1) for different PC settings (a–f) and at the end of low-cutoff fiber (SM at λ_1) for minimal and maximal intensity achieved by the PC (g–h).

It was thus shown that the bending-induced birefringence (introduced by both PC and current sensing coil) can strongly affect the output field in case of MM propagation. On the other hand, there was not observed any significant change of the output image if a current was applied to the sensing coil. This suggests that whereas the polarization modes of each LP mode can interfere variously due to bending birefringence and thus completely diminish for particular PC settings, the Faraday effect induced by the current affects only the polarization, not the shape nor total power of the output beam.

4.2 CURRENT SENSING PERFORMANCES

To analyze the sensing performances, an AC current with f = 120 Hz was employed. Three different setup configurations were used: I(a) – λ_1 and MM propagation, I(b) – λ_1 and SM output filtration and $II - \lambda_2$ and SM propagation, whose results are summarized in Tab. 1. Firstly, the relative effective range $R_{AC/DC} = P_{AC}/P_{DC}$ was measured as a ratio of detected AC (i.e. Faraday effect sensitive component) and DC (i.e. parasitic insensitive component) signal. The PC and GTP were always adjusted to reach the maximal possible AC signal. The measurement was performed for a constant current of $I = 0.2 \text{ A}_{\text{rms}}$. Secondly, an effective Verdet constant was determined by comparing the current-induced polarization change to an equivalent rotation of the GTP. The PC was adjusted to reach a maximal sensitivity to Faraday effect before each measurement. The effective Verdet constant was calculated as $V_{\text{ef}} = \theta/(\mu \cdot n \cdot m \cdot I)$, where I is measured current and $\mu \cong 4\pi \cdot 10^{-7}$ [N·A⁻²] is permeability of the silica fiber. The comparison of Vef to the intrinsic Verdet constant of unwound fiber V_{int} according to [4] (considering only SM propagation) is noted in Tab. 1. Finally, the dependence of the detector output AC voltage on the input current for the configuration I(a) was measured and is shown in Fig. 4. A maximal AC output signal was achieved by an optimal PC and GTP settings. Whereas for small currents the sensors characteristics are linear, a measurement in a wider range reflects the cosine relationship between the polarization angle and power after the GTP.

noromotor	config. I(a)	config. I(b)	config. II
parameter	(λ_1, MM)	$(\lambda_1, SM \text{ filt.})$	(λ_2, MM)
$R_{\rm AC/DC}$ [-]	0.635	0.176	0.127
$V_{\rm ef} [{\rm rad} \cdot {\rm T}^{-1} \cdot {\rm m}^{-1}]$	0.44 not measurabl		0.030
$V_{\text{int}} [\text{rad} \cdot \text{T}^{-1} \cdot \text{m}^{-1}]$		0.52	

Table 1: Major parameters of tested setup configurations.



Figure 4: Dependence of the output AC voltage on the measured current for I(a) configuration and its ideal linear approximation.

5 CONCLUSION

In this paper, the Faraday effect inside a compact fiber coil was measured for MM as well as SM propagation. Whereas the bending birefringence decreased its sensitivity significantly in case of single mode with a wavelength of 1550 nm, the light having 633 nm wavelength propagating in several modes exhibited very good performances assuming proper input polarization setting. On the other hand, the SM filtration by the low-cutoff fiber brought only slightly improved performances; nevertheless; it revealed an instable behavior due to multiple-modes interference for some input polarizations. Therefore, the MM operation at 633 nm proved as the best option for the developed sensor.

ACKNOWLEDGEMENT

The completion of this paper was made possible by the grant No. FEKT-S-17-4234 - "Industry 4.0 in automation and cybernetics" financially supported by the Internal science fund of Brno University of Technology.

REFERENCES

- SMITH, A. M. Polarization and magnetooptic properties of single-mode optical fiber. *Appl. Opt.* Optical Society of America, 1978, **17**(1), 52-56. DOI: 10.1364/AO.17.000052. ISSN: 0003-6935.
- [2] BOHNERT, K., P. GABUS, J. NEHRING, and H. BRÄNDLE. Temperature and vibration insensitive fiber-optic current sensor. J. of Light. Technol. IEEE, 2002, 20(2), 267-276. DOI: 10.1117/12.2302320.
- [3] PLÖSCHNER, M., T. TYC and T. ČIŽMÁR. Seeing through chaos in multimode fibres. *Nat. Phot.*. Nature, 2015, 9(8), 529-535. DOI: 10.1038/NPHOTON.2015.112. ISSN: 1749-4885.
- [4] CRUZ, J. L., M. V. ANDRES and M. A. HERNANDEZ. Faraday effect in standard optical fibers: dispersion of the effective Verdet constant. *Appl. Opt.* Optical Society of America, 1996, 35(6), 922-927. DOI: 10.1364/AO.35.000922. ISSN: 0003-6935.
- [5] KERSEY, A. D. and W. K. BURNS. Fiber-optic gyroscopes with depolarized light. *J. of Light. Technol.* IEEE, 1992, **10**(7), 992-999. DOI: 10.1109/50.144925. ISSN: 07338724.
- [6] LIN, L., H. QUN, Ch. YAOFEI, L. TIEGEN and Z. RONGXIANG. An All-Fiber Optic Current Sensor Based on Ferrofluids and Multimode Interference. *IEEE Sens. J.* IEEE, 2014, 14(6), 1749-1753. DOI: 10.1109/JSEN.2014.2302812. ISSN: 1530-437X.

COLLISION AVOIDANCE FOR ATEROS ROBOTIC SYSTEM

Adam Ligocki

Doctoral Degree Programme (2), FEEC BUT E-mail: xligoc01@stud.feec.vutbr.cz

> Supervised by: Luděk Žalud E-mail: zalud@feec.vutbr.cz

Abstract: This paper describes the details of a collision avoidance algorithm for an ATEROS robotic system. The solution, developed and tested on the Orpheus robotic platform is based on a Velodyne HDL-32E laser scanner. The LiDAR point cloud input data are filtered to remove data redundancy and clustered to separate possible collision objects from the background. Based on prior environment knowledge and the current LiDAR scan, the surrounding occupancy grid map is estimated, and the planned path is validated against possible collision. In the case of a non-zero probability that the robot collides with an obstacle, a new path is proposed by the A* algorithm. Subsequently, the newly estimated waypoints are relaxed, and the mission plan is updated.

Keywords: Data Acquisition, Camera, LiDAR, IMU, GNSS, Odometry, Data Fusion

1 INTRODUCTION

This paper characterizes a new collision avoidance software solution for the Orpheus robot [6], a member of the ATEROS robotic system developed at the Department of Control and Instrumentation at the Faculty of Electrical Engineering and Communication, Brno University of Technology.

The ATEROS robotic structure [2] is primarily designed to operate in environments dangerous for human beings, such as radiation-contaminated or chemically polluted zones. The system is fully applicable within Urban Search and Rescue (USAR). The ATEROS concept comprises more types of robots to cover different mission requirements. Apart from Orpheus, which is an army-oriented product, several other robots are available, including Morpheus, a civil modification of Orpheus [5], Scorpion, designed to be capable of upstairs movement, Brontes, a lightweight and highly mobile robot and Uranus, a quad-copter with a high-precision terrain scanning technology.

2 SOLUTION CONCEPT

A typical Orpheus task is to explore an area contaminated by unknown chemical or radioactive substances. In most cases, the operator who controls the Orpheus setup has prior knowledge of the area to be investigated. The relevant maps or satellite images are used to plan the robot's path or other mission aspects. But even such instruments may not eliminate unexpected hampering factors, including for example, obstacles or impassable terrain. The collision avoidance mechanism is then used to overcome these problems.

The actual architecture of the device comprises three individual parts (Fig. 1). The first of these three is the Orpheus robotic structure, an encapsulated platform with multiple integrated systems to detect and manage radiation and chemical contamination. The second part embodies a waypoint server deployed on a separate computer. This server provides the Orpheus with information about the planned path and mission progress. The Orpheus and the server are connected via an IP protocol based on wireless radio connection. The third part of the architecture constitutes the core of the



Figure 1: Schematic of basic system concept.



Figure 2: Example of A* path searching. Green - start point, Red - end point, Yellow - searched cells, Orange - frontiers, Blue - estimated path. Each searched cell has estimated cost from start point (left bottom) and distance from end point (right bottom). Final cost (left top) is sum of both previous distances.

research presented herein. It consists of a PC with a Velodyne HDL-32E LiDAR sensor and a precise differential GNSS receiver. This configuration continuously scans the surrounding area, parallelly it is communicating with the waypoint server to obtain information of the latest progress of the mission. If the LiDAR sensor detects an unexpected obstacle in the robot's path, the collision avoidance algorithm recalculates the pathway and transmits the result to the waypoint server. By periodical updating, the new waypoints will be incorporated into the Orpheus mission plan.

3 PATH SEARCHING

The principle of the collision avoidance problem rests in searching a path from the starting point A to the endpoint B. For this purpose, a graph-based solution is usually used in the given context. The set of basic graph-based searching algorithms includes for instance Breadth First Search, Dijkstra's algorithm, and the A* algorithm. In the present section, the A* algorithm, that has been used for my purpose, is briefly described.

3.1 A* ALGORITHM

The A* algorithm [1] contributes additional functional improvement compared to Dijkstra, giving each cell the heuristic knowledge of how far this cell is from the endpoint. Thus, now that the "frontier" area has expanded, the final distance number of each cell comprises the distance from the start point in Dijkstra's design plus the heuristic distance to the end point. This then helps the algorithm to invariably attempt to search for a path in the direction of the end point.

An example of the A* algorithm is shown in Fig. 2



Figure 3: Collision avoidance data flow.

4 CORE SOLUTION

4.1 DATA INPUTS

At the input of the entire collision avoidance system there is a differential GNSS receiver and a Velodyne HDL-32E LiDAR scanner.

As is shown in Fig. 3, the data from the scanner pass through the Velodyne node, which transforms the RAW data into a point cloud message at the frequency of 10Hz. This message is passed to a Point Cloud Preprocessor (PCP). This node ensures the basic point cloud filtering and clusterization. At the output of the PCP there is message that contains the position and dimensions of detected obstacles.

The point cloud processing is performed by the Point Cloud Library (PCL) [3] framework, an open source tool with a wide range of functionalities in the field of point cloud processing, like filtering, clusterization, and registration.

The GNSS data are received as UDP socket communication between a GPS receiver as the server and the GPS Publisher (GP) as a client. The data are sent in the form of a NMEA standardized message. The incoming strings are parsed, and the information about the absolute global position and robot orientation is extracted and proceed into a Transformation Publisher (TPu) node.

The employed TPu node aggregates the GNSS position and orientation data, and it calculates the transformation (1) between the preconfigured global reference point and the current robot's position as well as the static transformation between the robot's origin and the Velodyne's position. All of the transformations between frames are published in the back-end.

$$P_{1} = H_{12} * P_{2} = \begin{bmatrix} x_{1} \\ y_{1} \\ z_{1} \\ 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_{1} & r_{2} & r_{3} & t_{x} \\ r_{4} & r_{5} & r_{6} & t_{y} \\ r_{7} & r_{8} & r_{9} & t_{z} \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} x_{2} \\ y_{2} \\ z_{2} \\ 1 \end{bmatrix}$$
(1)

The third data source in the system is the Global Map Publisher (GMP) node, which loads the static, preprepared map data of the mission area from a local storage and handles the planned path, down-loaded through a UDP socket from the waypoint server.

The information proceeds to the Track Planner (TPl) node, the core of the entire system, where all the planning algorithm are executed.

4.2 MAP FUSION

The Track Planner node collects all preprocessed data, such as the filtered point cloud, transformation tree, and global map. It gathers all information about the environment and attempts to fuse the items into a single environment model where the current path is verified. In cases of possible collision the new way is proposed and propagated into the waypoint server.

The Track Planner node utilizes two types of maps. The first one is the global map, referenced to the world origin. The map is continuously received from the GMP node and stored in a planar occupation grid format with the cell size of 0.5m. The second type of maps is the local one referenced to the robot's origin. Such maps are also of the grid occupation structure, but for every incoming filtered point cloud message, a new local map is created by projecting all points of the point cloud onto the ground. The cells where a point has been projected are occupied, with the rest of them left free. In this way the constructed local map is fused with the global one. All of the occupied cells from the global map are transformed from the world's to the robot's coordinates, and the local map is enriched with prior global knowledge. The new local map is later projected into the global one, and the new global model is propagated into the GMP node. Here, the loop closes. The memory is also realized in the described manner to enable the introduction of newly detected obstacles into the global map model.

Further, the mechanism of forgetting is implemented. All obstacles written into the static global map during the startup process are permanent. Conversely, obstacles detected by the Velodyne scanner are temporal and if an obstacle disappears, the probability of a collision object presence in the occupancy grid continuously decreases down to zero so that the path could be planned through the cell again.

4.3 PATH PLANNING

Every time a new local fused map is created, the current planned path is validated by checking every waypoint inside the local map borders and paths between them. Each section of the path is projected into the current local map, and if an obstacle is detected along this section, the path planning algorithm proposes a new way. If any two waypoints defining a path section are projected into a cell where an obstacle has non-zero probability, the path-finding algorithm will continue to test other waypoints and their collisions with obstacles until two valid waypoints are found. At this stage, a new path section is proposed, and the original sector between the two waypoints is replaced with a newly defined path.

The next process within path planning is path relaxation. Each newly estimated path is post processed to remove sharp shapes. This waypoint relaxation is performed using the iterative minimizing path cost function according to equation 2 by [4],

$$(x_i - y_i)^2 \to \min$$

$$(y_i - y_{i+1})^2 \to \min$$
(2)

,which express that the distance x_i is the original waypoint position, the y_i is the newly estimated position and y_{i+1} is the next upcoming optimized waypoint. In this way we are trying to minimize the distance between neighbour waypoints (smooth the path) in the same time as we want to keep distance between original waypoint's position and the new one (keep the shape of the path).

In the next phase, the new waypoints are propagated into the waypoint web server, and the mission plan is updated.



Figure 4: New path after collision detection and new path estimation.

5 CONCLUSION

This paper discusses the details of a collision avoidance developed for ATEROS robotic system. The entire solution utilizes a Velodyne HDL-32E LiDAR scanner to detect possible collision objects. Based on scans, local map is created and fused with previously formed global one. After the map building process, where a map is represented as an occupancy grid, the current planned path kept by a remote server is validated and in the cases that the Orpheus robot might collide with a detected object, a new path is proposed by the A* algorithm. And propagated into mission plan server.

This functionality is integrated on a single platform with multiple other features, [5] embodies a unique rescue system usable in both the civil domain and the army sector.

ACKNOWLEDGEMENT

The completion of this paper was made possible by the grant No. FEKT-S-17-4234 - "Industry 4.0 in automation and cybernetics" financially supported by the Internal science fund of Brno University of Technology.

REFERENCES

- P. E. Hart, N. J. Nilsson, and B. Raphael. A formal basis for the heuristic determination of minimum cost paths. *IEEE transactions on Systems Science and Cybernetics*, 4(2):100–107, 1968.
- [2] T. Lazna, T. Jilek, P. Gabrlik, and L. Zalud. Multi-robotic area exploration for environmental protection. In *International Conference on Industrial Applications of Holonic and Multi-Agent Systems*, pages 240–254. Springer, 2017.
- [3] R. B. Rusu and S. Cousins. Point cloud library (pcl). In 2011 IEEE International Conference on Robotics and Automation, pages 1–4, 2011.
- [4] S. Thrun, W. Burgard, and D. Fox. Probabilistic robotics (intelligent robotics and autonomous agents series). *Intelligent robotics and autonomous agents, The MIT Press (August 2005)*, 2006.
- [5] L. Zalud. Orpheus–reconniaissance teleoperated robotic system. In *16th IFAC world congress*, pages 1–6. Prague, Czech Republic Prague, Czech Republic, 2005.
- [6] L. Zalud. Argos-system for heterogeneous mobile robot teleoperation. In 2006 IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems, pages 211–216. IEEE, 2006.

COMPARISON OF GENERALIZED AND SIMPLE LAGUERRE FUNCTIONS FOR TIME-DELAY SYSTEM APPROXIMATION

Norbert Zsitva

Doctoral Degree Programme (1st year), FEEC BUT E-mail: xzsitv00@stud.feec.vutbr.cz

> Supervised by: Pavel Jura E-mail: jura@feec.vutbr.cz

Abstract: The simple and generalized Laguerre functions for time invariant system approximations are discussed. The expressions needed for these approximations are presented. For the purpose of getting the best results, the choice of the free parameters is included for both the simple and the generalized Laguerre functions. In addition, the approximation of first and second order systems is shown and the results are discussed. According to this, the conditions in which the simple and the generalized Laguerre functions yield better results are presented.

Keywords: Laguerre functions, system approximation, time-delay system

1 INTRODUCTION

Approximation of systems with orthogonal functions is an often discussed topic in many research fields. The Laguerre functions represent one of the possible choices for this purpose. There are many research papers written on the uses of the simple Laguerre functions. However, the generalized Laguerre functions appear in the literature less frequently.

The aim of this paper is to show the differences between the use of the simple and the generalized Laguerre functions for system approximations. The approximations are shown for different values of time delay. According to this, the results are evaluated, for which the quadratic error criterion is used. Furthermore, the conditions in which the generalized or simple Laguerre functions give better results are stated.

2 GENERALIZED AND SIMPLE LAGUERRE FUNCTIONS

The generalized Laguerre functions are given by the equation [1]:

$$\lambda_m^{(\alpha)}(\sigma;t) = \sqrt{\frac{\sigma m!}{\Gamma(m+\alpha+1)}} \sum_{n=0}^m (-1)^n \binom{m+\alpha}{m-n} \frac{(\sigma t)^{n+\frac{\alpha}{2}}}{n!} e^{-\sigma_2^t},\tag{1}$$

where *m* is the function's order (m = 0, 1, ...) and *t* represents time (t > 0). α and σ are the free parameters of the generalized Laguerre functions, α is the order of generalization and σ is the timescale. If $\alpha = 0$ is substituted to equation (1), the simple Laguerre functions are obtained.

The generalized Laguerre functions are orthonormal in $L_2(\mathbb{R}^+)$ [1]. This means, that any function $f(t) \in L^2$ can be expressed with it's Laguerre series. This is given by [1], [2]

$$f(t) = \sum_{m=0}^{\infty} C_m \lambda_m^{(\alpha)}(\sigma; t),$$
(2)

where

$$C_m = \langle f(t), \lambda_m^{(\alpha)}(\sigma; t) \rangle.$$
(3)

In the previous expression $\langle f(t), \lambda_m^{(\alpha)}(\sigma; t) \rangle$ represents the inner product of functions f(t) and $\lambda_m^{(\alpha)}(\sigma; t)$. For numerical computation this equation will be used in the form of

$$f_{apr}(t) = \sum_{m=0}^{M} C_m \lambda_m^{(\alpha)}(\sigma; t), \qquad (4)$$

where the upper limit of the sum was changed from infinity to M. Here M is an integer, which represents the highest order of the approximation.

3 CHOOSING THE VALUES OF THE FREE PARAMETERS

To be able to use equation (4), the values of the free parameters α and σ for the generalized Laguerre functions, and the value of σ for the simple Laguerre functions are need to be chosen correctly.

For the generalized Laguerre functions the equations [3]

$$\alpha = \frac{2m_0}{m_{-1}} \sqrt{\frac{m_{-1}\mu_1}{m_{-1}m_1 - m_0^2}},\tag{5}$$

$$\sigma = 2\sqrt{\frac{m_{-1}\mu_1}{m_{-1}m_1 - m_0^2}},\tag{6}$$

will be used to determine appropriate values for the free parameters. The variables m_i and μ_i represent signal measurements or "moments". They are defined as [3]:

$$m_i = \langle f(t), g_i(t) \rangle, \quad g_i(t) = t^i f(t), \tag{7}$$

$$\mu_i = \langle f'(t), \tilde{g}_i(t) \rangle, \quad \tilde{g}_i(t) = t^i f'(t).$$
(8)

In equations (7) and (8) f(t) is the approximated function.

The signal measurements m_i and μ_i are positive numbers for $t \in (0, \infty)$. This is applicable for this paper, because the Laguerre functions are defined for (t > 0).

The simple Laguerre functions have only one free parameter, the timescale σ . This means that other resources need to be considered to get appropriate values for this parameter. For this purpose the following expression will be used [4]:

$$\sigma = 2\sqrt{\frac{M_2}{M_1}}.$$
(9)

The variables M_1 and M_2 represent signal measurements similarly as m_i and μ_i in the previous equations. They are defined in literature [4] as:

$$M_{1} = \frac{\int_{0}^{\infty} tf^{2}(t)dt}{\int_{0}^{\infty} f^{2}(t)dt}, \quad M_{2} = \frac{\int_{0}^{\infty} t(f'(t))^{2}dt}{\int_{0}^{\infty} f^{2}(t)dt}.$$
(10)

With the help of expressions (10) we can simplify equation (9) as

$$\sigma = 2\sqrt{\frac{M_2}{M_1}} = 2\sqrt{\frac{\mu_1}{m_1}}.$$
(11)

4 SYSTEM APPROXIMATIONS WITH TIME DELAY

4.1 EVALUATION OF THE RESULTS

For the purpose of numerical evaluation of the results the quadratic criterion will be used in the form of [4]

$$J = \frac{\int_{0}^{\infty} (f(t) - f_{apr}(t))^{2} dt}{\int_{0}^{\infty} f^{2}(t) dt} = 1 - \frac{\sum_{m=0}^{M} C_{m}^{2}}{\sum_{m=0}^{\infty} C_{m}^{2}},$$
(12)

where f(t) is the original, $f_{apr}(t)$ is the approximated function. Expression (12) was further simplified using equations (2) and (4). With the help of the orthonormality property of the Laguerre functions the formula on the right side of the equation was obtained. This way only the C_m coefficients are needed for calculating the quadratic error.

4.2 FIRST ORDER SYSTEM

First, the approximation of first order systems will be shown. The transfer function of these systems is given by

$$F(s) = \frac{K}{T_1 s + 1} e^{-Ts},$$
(13)

where K is the system's gain, T_1 is the system's time constant and T is the time delay. The values of the free parameters for the generalized and simple Laguerre functions are numerically computed with the help of equations (5), (6) and (11) from section 3.

The first order system constants' values are chosen as follows: K = 1, $T_1 = 1$. The approximations are shown on figure 1 for different time delays. On the left figure it can be seen that the generalized Laguerrre functions give better results for order M = 10. On the right figure the time delay is negligibly small. In this case both approximations give better results, they overlap with the system's impulse response.



Figure 1: Impulse response of first order system with different time delays

Figure 2 shows the values of the quadratic error (given by equation (12)) for different orders of approximation. It can be seen from both plots that the error is decreasing with increasing order. The left figure clearly shows that the generalized Laguerre functions give better results for all values.

However, from the right plot it is clear that the simple Laguerre functions are better for orders M = 0 and M = 1. This is caused by the time delay's small value (in comparison to the system's time constant).



Figure 2: Comparison of quadratic errors for different time delays - first order system

The fact that the simple Laguerre functions give better results for first order systems when the time delay approaches zero can be proven analytically. The impulse response of first order systems without time delay can be written as

$$g(t) = \frac{K}{T_1} e^{-\frac{t}{T_1}}.$$
(14)

The zeroth order simple Laguerre function is given by

$$\lambda_0(\sigma;t) = \sqrt{\sigma} e^{-\sigma \frac{t}{2}}.$$
(15)

The previously given impulse response for first order systems can be approximated only with this function. For the approximation the next equation is obtained with the help of (4) for m = 0:

$$f_{apr}(t) = C_0 \sqrt{\sigma} e^{-\sigma \frac{t}{2}}.$$
(16)

After comparing (14) and (16) it is clear, that the value of σ should be chosen as:

$$\sigma = \frac{2}{T_1}.$$
(17)

For C_0 the following expression is obtained with the help of equation (3):

$$C_0 = \frac{2K\sqrt{\sigma}}{\sigma T_1 + 2} = \frac{K\sqrt{\sigma}}{2}.$$
(18)

After using expressions (17) and (18) in (16) we get $f_{apr}(t) = g(t)$. This shows that any first order system without time delay can be replaced with a zeroth order simple Laguerre function. This explains the results obtained from figure 2b.

4.3 SECOND ORDER SYSTEM

The approximation of second order systems will be evaluated to show that the Laguerre functions can also be used for higher order systems. The transfer function of the approximated system is given by

$$F(s) = \frac{10s}{2s^2 + 6s + 3} e^{-Ts}.$$
(19)

As it can be seen from figure 3a, the generalized Laguerre functions yield once again better results for higher values of time delay. On the other hand, for really small delays, the approximation with simple Laguerre functions can be more accurate for lower orders. This can be seen from figure 3b.



Figure 3: Comparison of quadratic errors for different time delays - second order system

5 CONCLUSION

This paper compared the simple and the generalized Laguerre functions for time-delay system approximations. It was shown that in most cases the generalized Laguerre functions give better results. However, if certain conditions are met this must not be the case. These conditions are the system's time delay approaching zero and the low order of the approximation. This can be seen from the quadratic error in figures 2 and 3. It was also shown, that for first order systems the impulse response of the system can be replaced with just the zeroth order simple Laguerre function if the time delay is not present. This further explains why are the results given by the simple Laguerre functions better for negligibly small time delays.

ACKNOWLEDGEMENT

The completion of this paper was made possible by the grant No. FEKT-S-17-4234 - "Industry 4.0 in automation and cybernetics" financially supported by the Internal science fund of Brno University of Technology.

REFERENCES

- Belt H. J. W., Brinker A. C. den: Optimal parametrization of truncated generalized Laguerre series. In: 1997 IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing, DOI:10.1109/ICASSP.1997.604708.
- [2] Fischer B.R., Medvedev A.: L² Time Delay Estimation by Means of Laguerre Functions. In: Proceedings of the 1999 American Control Conference, 1999, s. 455-459, DOI:10.1109/acc.1999.782869.
- [3] Belt H. J. W., Brinker A. C. den: Optimal free parameters in orthonormal aproximations. In: IEEE Transactions on Signal Processing, 1998, s. 2081-2087, DOI:10.1109/78.705414
- [4] Parks T. W.: Choice of time scale in Laguerre approximations using signal measurements. In: IEEE Transactions on Automatic Control, 1971, s. 511-513, DOI:10.1109/TAC.1971.1099780

AUTOMATIC LEVELING AND LOADING PLATFORM FOR AUTONOMOUS PRODUCTION LINE

Ondřej Baštán

Doctoral Degree Programme (2), FEEC BUT E-mail: xbasta02@stud.feec.vutbr.cz

> Supervised by: Petr Fiedler E-mail: fiedlerp@feec.vutbr.cz

Abstract: The following text aims to familiarize readers with the basic concepts and construction solutions of an autonomous production line using additive production to serve as a data source for research and development of industrial production systems and predictive maintenance systems. The first part deals with the conceptual arrangement of the modular autonomous production line and its components. Subsequently, the technical and construction design of the automatic platform of the autonomous 3D printer cell is described, which ensures the manipulation of the glass plate, which serves as a base-plate for the printed product.

Keywords: 3D printer, leveling, automatic production, heated bed, digitalization, automatic loader, MES, 3D farm, customized manufacturing, autonomous production cell, data collection, predictive maintenance

1 INTRODUCTION

For more than a year and a half, the development team of the Industrial Automation Group at the Faculty of Electrical Engineering at the Brno University of Technology deals with modern industrial technologies linked to the trend of digitization. As part of their innovation project aimed at bringing these technological trends to students and the general public, the focus was on production using additive manufacturing technologies. Among other things, several strategic partnerships have been established with leading players in this field, such as Siemens and the Institute of Production Machines, Systems and Robotics at BUT. Thanks to this connection and the ongoing efforts in the field of industrial production systems, the debate has also been opened up to production machines systems for data collection and analysis, dominated by the platform the MindSphere from the Siemens portfolio [3].

Thus, a discussion focused on the fulfillment of these systems with data has been opened up, that can be used to optimize production, predictive maintenance or production cycle management. Appropriate data for the development of these algorithms is undoubtedly data from a real-life production line, ideally operated at 100% of its capacity. The Institute of Production Machines has several professional high-quality production machines that make up a number of autonomous production cells and real production can be operated on them. However, these machines are disadvantageous for the development of predictive maintenance algorithms for several reasons. The first disadvantage is their performance and cost of maintenance. To fill the 100% capacity of these machines, it would be necessary to employ several people to care for trouble-free operation and supply these machines with a sufficient number of orders. Another disadvantage is its quality. Since the machines are made for commercial use and for 24 hours a day, 365 days a year operations, it is probably foolish to expect that machines will have frequent events that can be detected and used to generate predictive maintenance requirements.

Finally, it has been found that for the acquisition of data for the development of algorithms it will be ideal to use four low-cost thermoplastic 3D printers currently used by the development team for prototype or end-product production as well as for educational purposes. Since the goal of the project was to obtain as much data as possible, and the operation of contemporary thermoplastic machines is highly time-consuming, the concept of an autonomous production line (autonomous 3D farm) was born, which consisting of several autonomous production cells and logistical and supply system for handling with material and manufactured products. The advantage of the implementation of this concept is again the possibility of deploying a large number of technologies connected with the digitization trend and the utilization of the implemented line both as a data source and also as a teaching aid or testbed.

The first chapter describes the basic concept of the autonomous production line of additive production, which describes individual modules and the hierarchical distribution of control and connection to production control systems or data collection. The second chapter deals with the problem of the automatic start of product production and calibration of the first layer, which is crucial for quality and reliable production. The final part describes the following steps which will be taken in the near future for the successful completion of the project.

2 CONCEPT OF AUTONOMOUS ADDITIVE MANUFACTURING PRODUCTION LINE

The following chapter attempts to outline the concept of an autonomous production line for additive manufacturing.

The concept strives to maximize the idea of digitization while minimizing the requirements for maintenance of the entire line. More about the innovative approach associated with digitization can be read in [1]. Ideally, the line is capable of working independently, the only requirements for the operator are to maintain the stock of materials, glass base-plates and empty the finished product buffer. Each autonomous production cell will be implemented as a cyber-physical system, a system whose behavior is defined by both the cybernetic and the physical part. Cells are autonomous because of their ability to interact with the environment independently to ensure their maximum efficiency.

2.1 **TOPOLOGY OF PRODUCTION LINE**

The topology of the production line can be seen in the picture 1. All parts of the production line are bounded by a dashed line, which is composed of both autonomous and automated devices. These devices, as separate cells, are located along the track of a planar manipulator in a regular grid that, in combination with standardized cell size, allows the interchangeability of individual cells. Cells, depending on their construction, perform specific activities, the connection of which enables a fully automatic and autonomous mode of additive manufacturing.

We can divide the device into two types: support device and production device. It follows from the title that the production type device serves primarily for production (printing or machining), while the supporting type device serves primarily for the storage and handling of the material.

2.1.1 PRINTER MODULE

This autonomous cyber-physical cell belongs to a group of manufacturing facilities. It is a thermoplastic 3D printer capable of processing material in the form of filaments such as polylactide (PLA), polyethylene terephthalate (PET), acrylonitrile butadiene styrene (ABS) and copolyester (CPE). The cell is able to autonomously perform all the support activities that are needed to start and stop the production, and it is also designed to be able to monitor production progress and to check faultless performance. Other types of devices serve as support devices for this type.



Figure 1: Topology of autonomous additive manufacturing production line.

2.1.2 MATERIAL STORAGE MODULE

This support cell serves as a material container for printer modules. In addition to inventory evidence logic, this cell is not equipped with any other systems. Material distribution between printer modules is realized through an automatic material distributor that distributes it to the printer space through the teflon tube. This system allows automatic filament settings and even automatic replacement if needed.

2.1.3 GLASS BASE-PLATE STORAGE MODULE

This module is designed for storing the clean base plates of the glass on which the finished product is placed. This module allows the manipulator glass to be delivered to the production cell. The operator can also add clean glasses here. Part of the module could also be a baseplate washing line.

2.1.4 PRODUCT STACK MODULE

This module serves for cooling and storing finished products until they are picked up for further processing. Part of the module should be a marking and recording system allowing, for example, serialization of products.

2.1.5 BASE-PLATE MANIPULATOR MODULE

The function of this unit is exclusively handling the base plates of the products. This planar manipulator allows you to pick up the motherboard from the stock and insert it into the printer module. This unit also works in a fully autonomous mode.

2.2 **PRODUCTION LINE CONTROL HIERARCHY**

The structure of the control system, unlike the conventional approaches of past industrial generations, does not have a precisely defined hierarchy. The concept of distributed intelligence is developed here on a large scale. Thanks to this, all participants are able to make decisions for themselves and meet their needs independently of the central control system. All participants are therefore equal and are allowed to negotiate access to resources autonomously. The Manufacturing Execution Systems (MES), which allows the assignment of orders to individual production cells, is part of the network. This system, developed by our team, is also meant to serve as a gateway for data gathering for analysis and for product lifecycle management.

3 AUTOMATIC LEVELING AND LOADING PLATFORM

The following chapter describes the development of a core element of an autonomous 3D printer for thermoplastics, which is an automatic platform for inserting the base glass, accurately seating it against the print head, and then unloading the finished product from the machine to the planar manipulator.

A very important element of this platform is the mechanism of leveling the pad against the nozzle. The quality of the first layer affects the result of the whole print in a very significant way. The height of the first layer significantly affects the adhesion of the print to the substrate. If the grip was low, the product would easily peel off during printing, otherwise, the product would be difficult to remove from the pad.

It is also important to fix the base pad, which prevents the product that is attached to the pad from moving to the printhead coordinate system.



3.1 AUTOMATIC LOADER PLATFORM

Figure 2: Automatic loading and leveling platform.

To solve all these problems, an automated platform for the thermoplastic 3D printer was developed and tested in the NX design system [2]. The platform replaces the heated bed of the printer and moves in the Z-axis using two ball screws and four linear guide bars. The complete platform can be seen in the picture 2.

The platform is equipped on both sides with rubber conveyor belts that allow the glass base plate

to slide above the heated pad. Two end sensors are used to detect the base, if they are locked, the alignment of the base above the heated pad is confirmed. The heated pad is located on four helices, which allow independent height adjustment of each corner of the pad. The helices are driven by four stepper motors with a self-locking gearbox. When all four helices are lifted, the glass is lifted from the conveyor belts and, at the same time, it is pressed against the heated bed with 4 compression springs above the base to secure it in place. Subsequently, it is possible to move the sensor located next to the print head above the individual helix and, using the stepper motors, to place the base under the printhead in a plane. This setting occurs before each print, which ensures precise alignment of the first print layer, allowing for reliable printing.

A control system located below the platform is designed to control the drive of the washer. It is connected to the superior autonomous cell system via the RS485 interface and the Modbus protocol, which provides easy access to all functions.

4 CONCLUSION

Currently, the development of a system for collecting data from autonomous cells and the development of an autonomous cell of the 3D printer are underway. The concept that has been described in the first part of this document is gradually being incorporated into both developed elements. The current goal is to make these two elements operational by the end of June this year, and nothing prevents the start of data acquisition to develop analytical predictive maintenance and optimization algorithms.

As part of this project, several partial goals have been achieved, such as the virtual launch of an automated platform and the design of control electronics for its control. The next steps will be the realization of this platform and the design of the mechanical construction of the guiding system for the printhead. Then the launch of an industrial computer that will serve to manage an autonomous printer.

ACKNOWLEDGEMENT

Research was sponsored by the Czech Ministry of Industry and Trade in the frame of project nr. FV10562 "A system for monitoring processes using modern tools for their optimization (SYMON-PRO)", by the grant No. FEKT-S-17-4234 - "Industry 4.0 in automation and cybernetics" financially supported by the Internal science fund of Brno University of Technology.

REFERENCES

- [1] F. Zezulka, P. Marcon, I. Vesely, O. Sajdl, Industry 4.0 An Introduction in the phenomenon, IFAC-PapersOnLine, Brno, 2016, s. 8–12.
- [2] J. Duhovnik, I. Demšar, P. Drešar, Space modeling with SolidWorks and NX, 2015.
- [3] MindSphere The Internet of Things (IoT) Solution: MindSphere at a Glance. In: Siemens [online]. Siemens global: Siemens Product Lifecycle Management Software, 2019 [cit. 2019-03-05]. URL: https://new.siemens.com/global/en/products/software/mindsphere.html

A COMPARISON OF METHODS FOR THE BEARING STATE EVALUATION.

Martin Doseděl

Doctoral Degree Programme (1), FEEC BUT E-mail: xdosed04@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Zdeněk Havránek E-mail: havranek@feec.vutbr.cz

Abstract: This paper shows a comparison of several methods commonly used for the bearing state evaluation. A brand new bearing (of the type ZKL1202) as well as a damaged one were used for the tests done at a simple rotating machine. An obvious methods, such as kurtosis, crest factor, a high frequency band RMS value, a spectral analysis of a base band signal and the envelope analysis were used. The results show, that all methods are able to detect the failure bearing with the high reliability compared to the initial state of the bearing.

Keywords: bearing state, ball bearing, kurtosis, crest factor, envelope analysis

1 INTRODUCTION

Ball bearings are one of the most used components in industrial machines. Their appropriate selection as well as suitable operational conditions are very important features for a long life time of the bearing. In the opposite case, a life time of the bearing is shortened or an unexpected failure of a machine can occurs. From the aforementioned reasons the predictive vibrodiagnostics takes a significant place in the industrial maintenance of machines [1, 2]. Bearing failures can be detected in generally four stages of its lifetime (see Figure 1). A detection of an acoustic emission signal is useful in the first



Figure 1: The course of rolling bearing defect development [10].

stage of the bearing lifetime, since no other methods can detect an increased vibration signals. There are also a lot of methods commonly used for evaluation of the bearing state in the following stages [3], such as kurtosis, crest factor, high frequency RMS value, envelope analysis etc [4]. Also a detection of bearing fault frequencies takes place in a final stage of the bearing lifetime, immediately before its failure. Big companies propose their own methodologies as well, such as bearing condition unit

(BCU) developed by Schenck Trebel [3], Shock Pulse Monitoring proposed by SPM Instruments [5, 6] etc.

1.1 KURTOSIS

Kurtosis is a statistical parameter and is a measure of the tailedness of the probability distribution of a real-valued random variable [7]. It is very often used for bearing state evaluation according to the Equation 1 [8].

$$\gamma_2 = \frac{\mu_4}{\mu_2^2} - 3 = \frac{\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N (x(n) - \overline{x})^4}{\left(\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N |x(n) - \overline{x})|\right)^2} - 3 \tag{1}$$

where \overline{x} is a mean value of the data set x, N is the number of samples of the signal x and μ_4 and μ_2 are the fourth and the second central moment of the first order.

1.2 CREST FACTOR

Creast factor is a fast procedure for the detection of the failure course [2]. It can be calculated according to the Equation 2 and it is equal to the ratio of a peak value and a RMS value of the digitized signal.

$$K_{v} = \frac{x_{peak}}{x_{RMS}} = \frac{max(x) - min(x)}{\sqrt{\frac{1}{T} \int_{0}^{T} x^{2}(t)dt}}$$
(2)

The result is suitable mainly as a fault detection in the early stage of the bearing failure. The method is relatively fast and cheap, but the accuracy of the damage evaluation is not very high. Parasitic pulses decreases the reliability of the detection as well.

1.3 $\mathbf{K}(\mathbf{t})$ parameter

Relatively better results can be obtained using K(t) parameter calculation method. It is based on the similar principle as crest factor and is very suitable for the bearing state evaluation [9]. The diagnostic parameter K(t) is calculated according to the Equation 3.

$$K(t) = \frac{a_{pp}(0) \cdot a_{RMS}(0)}{a_{pp}(t) \cdot a_{RMS}(t)}$$
(3)

where $a_{pp}(0)$ (or $a_{pp}(t)$) is a peak-to-peak acceleration in the time of the bearing mounting (or in the time *t* from the beginning of the bearing working) and $a_{RMS}(0)$ (or $a_{RMS}(t)$) is a RMS acceleration in the time of the bearing mounting (or in the time *t* from the beginning of the bearing working).

The bearing state is evaluated according to value of the K(t) parameter – see the Table 1.

Table 1:	The	bearing state evaluation	on according to the K(t) parameter [9].
		$\mathbf{K}(\mathbf{t})$ value	State of the bearing	

K(t) value	State of the bearing
$0.00 < K(t) \le 0.02$	wrecking state
$0.02 < K(t) \le 0.50$	damaged bearing
$0.20 < K(t) \le 1.00$	good bearing

1.4 RMS VALUE IN HIGH FREQUENCY BAND

Since the bearing failure is detected in the higher frequency band from e.g. 500 Hz (outside of the ISO band), the RMS value is also a good marker of the bearing state. Because the RMS value changes from bearing to bearing, it is impossible to define the exact value for all bearings. From this reason a relative measurement is performed and an initial RMS calculation (at the time of the bearing mounting) is used as a reference. The ratio gives an overview about the size of the damage of the bearing compared to its initial phase.

1.5 ENVELOPE ANALYSIS

Envelope analysis is a powerful method for bearing state evaluation. Its principle is clarified e.g. in [10]. The process consists of a high-pass filtering (due to removing the low frequency components caused by the machine natural frequencies), rectification of the signal and application of the envelope filter. The process is shown in the Figure 2. The RMS value is calculated from the envelope signal



Figure 2: Creation of the acceleration envelope (modified from [10]).

very often and used as a key parameter for the bearing state evaluation. Also the ratio of the initial RMS envelope value and the value in the next time should be done and it gives an overview of the actual state of the bearing. The frequency analysis of the enveloped signal is also done very often.

1.6 BEARING FAULT FREQUENCIES

Values of bearing fault frequencies are increased in the last period of the bearing lifetime (see Figure 1). Their values lie in the low-frequency band (in ISO band) and can be measured from the raw signal, mainly the vibration velocity. But sometimes the noise background is too high to detect the exact frequencies, thus the spectrum is calculated from the enveloped signal. The process of enveloping do the filtering of the signal and removes the uninteresting components.

A typical bearing consists of four main parts – an inner ring, an outer ring, rolling elements and a supporting cage. Each part has its own fault frequency. If there is a fault on this particular component, then an error frequency appears in the vibration signal (or can be seen in the spectrum of the signal). Fault frequencies can be calculated using well known formulas [4] and depend only on dimensions of the bearing and its operating speed.

2 PRACTICAL RESULTS

A test bench containing of an asynchronous three-phase motor, a rigid rotor and two bearing supports has been used for the practical experiment. A self-aligning bearing of the type of ZKL1202 was used for the measurement. Two bearings were measured – the first one was a brand new and the second bearing was damaged by the drilling machine at the outer ring. The photography of the bearing can be seen in the Figure 3. A time signal in a frequency band up to 12.8 kHz has been stored using the ICP sensor PCB352C03 and a signal processing of the aforementioned parameters (creast factor,



Figure 3: A view on the damaged bearing (left side) and the test stand for bearings (right side).

kurtosis, K(t), RMS envelope, overall RMS and fault frequencies amplitude) was performed using a LabVIEW application. The results can be seen in the Table 2.

Parameter	Good bearing	Damaged bearing	Note				
Crest factor [-]	3.88	10.33					
Kurtosis [-]	2.96	16.49					
K(t) [-]	1	0.0025					
RMS envelope [m/s ²]	1.37	16.14	in band 500 Hz – 12.8 kHz				
RMS overall [m/s ²]	0.68	8.09	in band DC – 12.8 kHz				
BPFO [mm/s ²]	0.0/0.0/0.0/0.0/0.0	5.5/4.6/3.7/2.8/2.1	1st/2nd/3rd/4th/5th harmonic				

Table 2: The results of the bearing fault detection on the good and the damaged bearing.



Figure 4: The spectrum of the raw vibration signal of the damaged bearing (on the left side) and the spectrum of the enveloped signal (on the right side).

3 CONCLUSION

As it can be seen from the Table 2, all used methods are suitable to detect the fault of the ball bearing. Any detailed measurement with a bigger set of bearings should be done for evaluation of particular methods sensitivities. There can be seen not a big difference between the overall RMS and the envelope RMS values, but the main advantage of the enveloping method can be seen in Figure 4 for FFT observing. Significant and clear harmonic components (on the right side) increased from the original signal (on the left side) after the enveloping procedure.

ACKNOWLEDGEMENT

The completion of this paper was made possible by the grant No. FEKT-S-17-4234 - "Industry 4.0 in automation and cybernetics" financially supported by the Internal science fund of Brno University of Technology.

REFERENCES

- PENG, Z.K., Peter W. TSE a F.L. CHU. A comparison study of improved Hilbert— Huang transform and wavelet transform: Application to fault diagnosis for rolling bearing. *Mechanical Systems and Signal Processing* [online]. 2005, **19**(5), 974-988 [cit. 2019-03-08]. DOI: 10.1016/j.ymssp.2004.01.006. ISSN 08883270. Available at: https://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/S0888327004000111
- [2] GIRDHAR, Paresh a C. SCHEFFER. *Practical machinery vibration analysis and predictive maintenance*. 1. Burlington, MA: Newnes, 2004. ISBN 0750662751.
- [3] MIX, Paul E. *Introduction to nondestructive testing: a training guide*. 2nd ed. Hoboken, N.J.: Wiley, 2005. ISBN 0471420298.
- [4] HARRIS, Tedric A. *Rolling bearing analysis*. 2nd ed. New York: Wiley, 2001. ISBN 0-471-35457-0.
- [5] Shock Pulse Monitoring. SPM Instruments Shock Pulse Monitoring [online]. Strängnäs, Sweden: SPM Instruments, 2019 [cit. 2019-03-11] . Available at: https://www.spminstrument.com/Measuring-techniques/Shock-Pulse-Monitoring/
- [6] ZARGAR, Omid A. Vibration, Lubrication and Machinery Consideration for a Mixer Gearbox Related to Iran Oil Industries. *International Journal of Mechanical and Mechatronics Engineering* [online]. 2014, 8(3), 547-553 [cit. 2019-03-11]. Available at: http://waset.org/publications/9997675/vibration-lubrication-and-machinery-considerationfor-a-mixer-gearbox-related-to-iran-oil-industries
- [7] KIM, Tae-Hwan a Halbert WHITE. On more robust estimation of skewness and kurtosis. *Finance Research Letters* [online]. 2004, 1(1), 56-73 [cit. 2019-03-11]. DOI: 10.1016/S1544-6123(03)00003-5. ISSN 15446123. Available at: https://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/S1544612303000035
- [8] DOČEKAL, Adam. Separace signálů v diagnostice rotačních strojů. Praha, 2010. Doctoral thesis. České vysoké učení technické v Praze, Fakulta elektrotechnická, Katedra měření. Supervisor: Doc. Ing. Marcel Kreidl, CSc.
- [9] ZUTH, Daniel a František VDOLEČEK. Měření vibrací ve vibrodiagnostice. Automa. 2010, 2010(1), 32-36.
- [10] BILOŠOVÁ, Alena a Jan BILOŠ. VIBRATION DIAGNOSTICS. Vysoká škola báňská
 Technická univerzita Ostrava [online]. Ostrava, 2012 [cit. 2019-03-11]. Available at: https://www.fs.vsb.cz/export/sites/fs/330/.content/files/VIBDI_skriptaEN.pdf

MONITORING OF BRIDGES CORROSION LEVEL

Jakub Krejčí

Doctoral Degree Programme (2), FEEC BUT E-mail: xkrejc44@stud.feec.vutbr.cz

> Supervised by: Petr Beneš E-mail: benesp@feec.vutbr.cz

Abstract: Corrosive damage level of bridge constructions becomes high discussed topic with regard to some recent incidents. Current system of inspections is based mostly only on visual inspections in the Czech Republic. Our solution proposes to build-in a humidity sensor inside a bridge structure to detect leaking water and damage level during long period. Text focuses on description of basic principles of humidity measurement and performed experiments with sensors implemented in porous material showing possibility of measurement inside a structure. Finally, a market research of commercially available sensors is documented with narrowing selection suitable for this application.

Keywords: corrosion, damage level, bridge, humidity, water, sensor

1 INTRODUCTION

In last years, a corrosive status of bridges is very actual topic, because the key part of a bridge is prestressed tendons [1] and it is important to detect its corrosion in time. Corrosion of prestressed tendons was the most probably reason of collapse of footbridge in Prague, Czech Republic or a bridge in Genova, Italy. Lifetime of bridge constructions is usually designed for period of 100 years, but it becomes several times shorter due to some damage of water insulation or bad process of construction. Nowadays, system of inspections is based on periodical outside visual checking, which cannot completely describe the damage level, especially inside the bridge caverns. [2] When the hydro-insulating layer is damaged on the top side of bridge, the caverns can fill up with water with no leakage and the tendons corrode. [3][4]

Fortunately, some well-timed findings prevented collapse of some other road bridges, but this method is not sufficient. Placing a moisture sensor inside the construction will provide more information like some weather dependence, season changes and mainly entering of water in the construction during a long period, not only at inspection terms. Therefore, a market survey of available sensors is performed, their key attributes are compared and some will be chosen for new experiments.

2 TYPES OF SENSORS

Moisture sensors can be divided in categories by various aspects. [5][6] By their principle, most common and cheapest are resistance and capacitance sensors. By output of the sensors, they can be divided into analog or digital class. Each of this category has some advantages and disadvantages, which have an impact on parameters and price.

2.1 PRINCIPLES

One of the technically simplest principle is resistive. It uses dependency of resistance of substrate on humidity. The mechanism of changing a conductivity is the water molecules are bound by ions in hygroscopic layer. Harmonic signal is used for measurement to prevent polarization and these sensors work typically in range from 10 to 95 %rh (% relative humidity). Disadvantages of this simple method are lower accuracy and demand on cleanness of water, because some ions in water can affect measuring current. Scheme of resistivity sensor and picture of product are shown in Figure 1.



Figure 1: Scheme of resistivity sensor (a)[5] and final product (b)[8].

Second uncomplicated principle is capacitive, where a change of permittivity for different moisture level is used. Permittivity of air is around 1 and permittivity of water is around 80. It depends on material, how much porous it is to obtain as high change of permittivity as possible. A harmonic or pulse signal is used for evaluation of capacity and advantage is separation parts with electrical signal and with absorbed water. The scheme and appearance of sensor is very similar to resistivity type, difference is in electrical detachment of layers. Other types of sensors are based for example on optical principles, spectroscopy, gamma radiation or with optical fibers. These are more complicated, more expensive and often only for laboratory purposes, but final sensors on market are not available.

3 PERFORMED MEASUREMENTS

Few years ago, during working on my diploma thesis focused on moister condensation sensors, I performed some experiments with commercial sensors for moisture measurement. [7] These sensors were poured by plaster (gypsum), which is very porous material and makes a permeable membrane. The moisture could still penetrate through and impact is only in longer response time and parameters of sensor remain unchanged. These findings will be applied at this application. In new constructions, sensor will be placed in concrete, but also it could also be placed into older constructions by drilling a hole and sealing off by suitable material.

For experiments I used few sensors based od resistivity and capacitance principle. Resistance sensors showed as unsuitable due to long response time (few days, it could mean chemical reaction instead of response time) and high instability of output. One of applicable sensors was type P14-W made by IST. It has high humidity stability and high chemical resistance, which is one of the most important factors. Sensor was placed in a center of plastic ring with diameter 4 cm and height 4 mm. Empty space was filled with gypsum mixture and its surface was smoothed after dry-off.

By first experiment, sensor was tested on change of humidity from ambient value to 90 %rh. Measured response is shown in Figure 2a and it indicates mentioned longer response time (2 minutes). During second measurement, sensor was exposed to influence of added water. After each addition was made at least 2 hours long pause to allow uniform spreading of humidity in material and to eliminate influence of time constant. Measurement is shown in Figure 2b. Amount of 200 mg added water means absorption of 5 weight % in gypsum surrounding the sensor.

Unfortunately, only few weeks passed since the begin of obtained junior project with Adam Svoboda from Faculty of Civil Engineering, BUT, and it was not enough time to buy new sensors and start any experiments with them. However a market research was done during this period.



Figure 2: Measured dependencies of sensor.

4 MARKET RESEARCH AND EXPERIMENT DESIGN

Before measurement with new sensors will start, it is necessary to choose some sensors, which will most meet our requirements for this application. Biggest market holders in a field of humidity sensors are Sensirion [9] and Honeywell [10], but also it was attempted to find sensors made by other producers. Sensors were compared from many point of views, some of them were mentioned before like range, accuracy and output. Other features are temperature sensing, response time, price and other aspects.

		operating	accuracy	response	temperature	- 41	price (circa, €)
	type of output	range (%rh)	(%rh)	time (s)	measurement	otner	
Multicomp HCZ-J3-A	analog, resistance	20÷90	±5	NA	N	-	1
SAMYOUNG SYH-2R	analog, resistance	10÷95	±3	45	N	-	1.5
SAMYOUNG SY-DS-1L	analog, resistance	0÷100	±5	5	N	-	2
RADIOCONTROLLI RC-SPC1K	analog, capacitance	0÷100	NA	NA	Y	-	9
IST P14-W	analog, capacitance	0÷100	±2	5	N	-	15
HONEYWELL HIH4000 series	analog, voltage	0÷100	±3.5	5	N	-	20
HONEYWELL HIH4030 series	analog, voltage	0÷100	±3.5	5	N	possible filter	14
HONEYWELL HIH5030 series	analog, voltage	0÷100	±3	5	N	possible filter	10
HONEYWELL HIH6000 series	digital	0÷100	±4.5	6	±0.5 °C	possible filter	7
HONEYWELL HIH6100 series	digital	0÷100	±4	6	±0.5 °C	possible filter	10
HONEYWELL HIH7000 series	digital	0÷100	±3	6	±0.5 °C	possible filter	7
HONEYWELL HIH8000 series	digital	0÷100	±2	6	±0.5 °C	possible filter	8
TE Connectivity HTU21D	digital	0÷100	±2	5	±0.3 °C	possible filter, only SMD	7
SENSIRION SHTW2	digital	0÷100	±3	8	±0.3 °C	only SMD	2
SENSIRION SHTC1	digital	0÷100	±3	8	±0.3 °C	only SMD	2
SENSIRION SHTC3	digital	0÷100	±2	8	±0.2 °C	only SMD	2
SENSIRION SHT30	digital, analog	0÷100	±2	8	±0.2 °C	only SMD	3
SENSIRION SHT31	digital, analog	0÷100	±2	8	±0.2 °C	possible filter, only SMD	6
SENSIRION SHT35	digital	0÷100	±1.5	8	±0.1 °C	possible filter, protective cover, only SMD	10
Texas Instruments HDC2080	digital	0÷100	±2	8	±0.2 °C	only SMD	3
Texas Instruments HDC2010	digital	0÷100	±2	8	±0.2 °C	only SMD	3
Texas Instruments HDC1080	digital	0÷100	±2	15	±0.2 °C	only SMD	3

4.1 MARKET RESEARCH

 Table 1:
 List of some commercially available sensors [8][9][10][11][12]

As can be seen from Table 1, sensors are primary organized by their output, divided in analog and dig-

ital ones. Digital sensors provide advantage of conversion of signal directly at the place of measurement in contrast with analog, where some parasitic influences can apply. For this reasons is downer half of the list including sensors with digital output more important. Majority of sensors guarantees operating range from 0 up to 100 %rh, but there are differences for the cheapest types. Unfortunately, not all produces mention principle of sensor. Usually it is capacitance type, but resistivity one could be probably found out and excluded by experiments.

Sensors are also sorted by the producer and series, which corresponds to their accuracy. This accuracy is not valid for full operating range, but usually only for interval from 20 to 80 %rh or other similar. In our application, accuracy is not the most crucial aspect, main attention will be paid to other parameters. The same stands for *response time*.

Next advantage of digital sensors can be seen from following column. All of them have integrated temperature sensor, they provide added information in comparison with analog type. Only one analog is equipped with temperature sensor, unfortunately producer does not specify its accuracy.

Column *other* shows untypical differences, which can influence the final decision. Some sensors offer optional features, like protective cover for eliminating pollution or filter membrane to prevent condensation. Exact income of these options is not described in detail, but considering some pollution of incoming water, any protective layer means advantage. Unfortunately, some of them are available only in SMD package, which complicates their wire connection.

Price of each type shown in the last column, which often corresponds to accuracy of the sensor, has also impact on decision. The effort is to choose sensor meeting requirements for the lowest price. According to some arguments, the most expensive sensors can be removed, because accuracy is not the key factor and they do not provide significant added value. Based on mentioned properties, sensors with digital output will be preferred.

4.2 EXPERIMENT DESIGN AND DATA COLLECTING

Basic idea of the experiment is to make structure as similar as possible to bridge construction and sensors will be placed inside during the production. Exact location will be considered during next period. Since the sensors are not symmetrical, they will be oriented with sensing part downwards to prevent accumulation of water.

There are two basic concepts for the experiments. First option is to make two, almost same test blocks. One will be reference and it will react only to some general changes, but no water should be leaking in it. Second test block will be damaged and it will serve to the main concept, measuring of leaking water. Another option is to make only one test block, perform measurements with good conditions and damage the block for measurements with leaking water. Advantages of the options will be more considered during next periods, until the sensors will be bought, tested and also until a software for measurement will be prepared.

Data collection from I2C sensors is planned by National Instruments I2C interface device, which I used for some data collecting system earlier. Unfortunately, addresses of the sensors will form an obstacle. According to datasheets, sensors from Sensirion allow only 2 addresses (0x44 and 0x45), sensors from Texas Instruments also 2 addresses (0x40 and 0x41) and sensor from TE Connectivity only 1 address, colliding with Texas Instruments sensor (0x40). This limits the number of sensors, which can be autonomously measured and sensor from TE Connectivity will be probably excluded because of the address collision. This problem can be solved by adding a switching device, or a second interface device. Sensors made by Honeywell offer more suitable solution as selectable address in range from 0x00 to 0x7F.
5 CONCLUSION

This text describes current progress of obtained junior project focused on detection of leaking water into bridge constructions. Few older experiments supported idea of installing a sensor in a construction, the surrounding material only prolongs time constant. Some basic principles of humidity sensors are described and market research showed possibility of different sensors in various price categories and some of the have advantage in protecting membranes or filters. These types will be preferred due to possible contamination of leaking water, despite more complicated connecting of SMD parts. They also offer digital output, which is more tolerant to signal interference and also allow temperature measurement. Next experiments include production of a bridge model construction and insertion sensors inside, test their sensitivity on leaking water and their lifespan.

ACKNOWLEDGEMENT

The completion of this paper was made possible by the grant No. FEKT-S-17-4234 - "Industry 4.0 in automation and cybernetics" and grant No. FAST/FEKT-J-19-5804 "Možnosti identifikace porušení hydroizolace mostů pomocí senzorů" financially supported by the Internal science fund of Brno University of Technology.

- [1] Krieger, J., Isecke, B.: 2. Brückenkolloquium Beurteilung, Ertüchtigung und Instandsetzung von Brücken, Technische Akademie Esslingen 2016, ISBN 978-3-943563-26-9
- [2] ČSN 73 6221: Prohlídky mostů pozemních komunikací, Praha, Český normalizační institut, 2018
- [3] Tuutti, K.: Corrosion of steel in concrete, Swedish Cement and Concrete Research Institute, Stockholm 1982
- [4] Price, A. R.: Waterproofing of concrete bridge decks: Site practice and failures. Bridge Division, Structures Group, Transport and Road Research Laboratory Crowthorne, Berkshire 1991, ISSN 0266-5247
- [5] Wernecke, J., Wernecke, R.: Industrial Moisture and Humidity Measurement: A Practical Guide. Weinheim 2014, s. 57-159, ISBN 978-3-527-33177-2
- [6] Kutílek, M.: Vlhkost pórovitých materiálů, Praha, SNTL 1984, 211 s.
- [7] Krejčí, J.: Snímač kondenzované vlhkosti, Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2017, 103 s., Vedoucí diplomové práce doc. Ing. Petr Beneš, Ph.D.
- [8] Temperature & Humidity sensor, 2019, SAMYOUNG S&C Co., Ltd., accessed 31 January 2019, http://www.samyoungsnc.com/eng/m2/sub21.php
- [9] Humidity Sensors, 2019, Sensirion, accessed 31 January 2019, https://www.sensirion.com/en/environmental-sensors/humidity-sensors
- [10] Humidity Sensors Honeywell 2019, Honeywell Sensing and Internet of Things, accessed 31 January 2019, https://sensing.honeywell.com/sensors/humidity-sensors>
- [11] Capacitive Rain Sensor, 2017, RadioControlli, accessed 31 January 2019, http://www.radiocontrolli.com/en/component/62/capacitive-rain-sensor
- [12] Humidity Sensors | Overview | Sensors, 2019, Texas Instruments, accessed 11 March 2019, http://www.ti.com/sensors/humidity-sensors/overview.html

FEW ISSUES WHEN MEASURING A HIGH-G-SHOCK

Jan Kunz

Doctoral Degree Programme (3), FEEC BUT E-mail: xkunzj00@stud.feec.vutbr.cz

> Supervised by: Petr Beneš E-mail: benesp@feec.vutbr.cz

Abstract: This paper deals with effects which cause differences between real and measured mechanical shock, namely a high-pass filtering caused by a piezoelectric sensor and a charge amplifier and a resonance ripple caused by a piezoelectric sensor. The first effect can be suppressed by properly selected filtration which fits the application's requirements. To suppress the second effect the sensor's model needs to be found. In previous work this was done by two-sensor method, now the frequencies are estimated from the electrical parameters of the sensor. A 2-DOF model is used as it suits better for high-g-shocks. The method is able to suppress some ripple effects in the shock shape.

Keywords: Mechanical shock, piezoelectric accelerometer, mechanical resonance, sensor model

1 INTRODUCTION

Mechanical shocks are a part of environmental testing procedure, as every equipment is exposed to shocks during its lifetime. Shock testing procedure is described in [1] where shock parameters are defined for different environments. Shock amplitudes ranging from a few g_n ¹ for transportation to several thousand g_n for aerospace testing. Typical shock duration is from tens of milliseconds to tenths of milliseconds. This yields in rich frequency spectrum of the shock. The methods for measuring the shock amplitude and duration were proposed in [2].

Mechanical shocks are usually measured by piezoelectric accelerometers because of their high frequency range and ability to withstand overloading. Sometimes piezoresistive accelerometers are used, however they have much lower sensitivity and can be damaged by a small overloading [3].

On the other hand, piezoelectric shock accelerometers are naturally an under-damped spring-massdamper system. Despite the fact that the resonant frequency of such a system is high (>50 kHz), a high-g-shock can excite this structure which affect the measured shock shape. The shorter the shock the more this phenomenon is important as the shock spectrum contains higher frequencies (fig. 1).

Moreover, piezoelectric accelerometers are principally high-pass filters [3] and requires charge amplifiers, which are high-pass filters too. This causes problems especially when signal is integrated to obtain velocity or displacement. This phenomenon is crucial in longer shocks as it contain lower frequencies (fig. 2).

Furthermore, a piezoelectric element under stress load, which can be induced by an intense shock (especially pyroshock), exhibit a zero-shift due to domain switching [3]. All these influences result in differences between actual and measured shock shape, which can have a huge consequences, therefore minimizing these effects is crucial for a proper equipment testing.

 $^{^1\}mbox{In IEC:}60068\mbox{-}2\mbox{-}27$ is $g_n = 10\mbox{ m/s}^2$



Figure 1: Influence of a sensor resonance to shock shape. Sensor resonance frequency 100 kHz, damping 0,05



Figure 2: Influence of a sensor/amplifier filtering to shock shape. Filter set to 10 Hz

2 LOW FREQUENCY FILTRATION

The shock is filtered by a high-pass filter in a sensor and in a charge amplifier. This phenomenon can be visible as a drop after the shock (fig. 2), however this effect is significant when the duration of the shock is approximately one tenth (or more) of the filter's time constant [3]. For instance, when the cut-off frequency of the filter is 10 Hz, the time constant is approx. 16 ms. Therefore, if the shock is short enough and the desired quantity is acceleration, the effect does not cause much difficulties. On the other hand, when the shock duration is longer, then the maximal acceleration is smaller, therefore different type of accelerometers, such as capacitance ones, which can measure DC component, can be used.

However, when the shock is short and the desired quantity is velocity (or displacement) the effect is integrated and cause significant differences, therefore it needs to be filtered out. Moreover, a severe shock can cause the domain switch which results in zero-shift. Furthermore, some piezoelectric accelerometers have integrated electronics in the sensor so the mechanical shock can influence it too. Then, it is really complicated to get a correct integrated quantity (fig. 3).

In the figure (3) is visible, that the acceleration data (fig. 3a) looks normally, however the velocity data, after integration, (fig.3b) shows a significant high-pass filter response. This response can be



Figure 3: The effect of integration to measured acceleration data. Velocity and displacement before and after the shock was the same (0). Data measured by accelerometer PCB 356A03 with integrated electronics.

easily fitted by an exponential, so the time constant can be estimated. In our case (fig. 3b) the time constant is estimated from the exponential decay after the shock, the result is $\tau = 0.168$ s. Having known the time constant the effect can be filtered out.

The effect can be easily filtered only when the shock and the high-pass filter spectrum do not overlap. If both spectra do overlap, then filtering the filter response changes the amplitude of the signal which is undesired. In that case, it is possible to suppress the filter effect but the shock signal will change too. Then, selecting a proper cut-off frequency is challenging and is dependent on specific criteria. The effect of different filter cut-off frequencies is visible in the figure (4). From the filtered data (fig. 4) it is visible that the higher the cut-off frequency (lower time constant τ) the better filter effect suppression but the higher the shock amplitude is affected.



constants, $\tau = 0.168$ s

(a) Velocity data filtered by filter with different time (b) Velocity data filtered by filter with different cutoff frequencies

Figure 4: The effect of filtration on velocity data where shock and high-pass filter spectra do overlap.

RESONANCE FILTRATION 3

To filter the effect of a sensor's resonance it is crucial to find the resonance. However, the resonance usually lies at very high frequency range from mechanical point of view, therefore to measure it is almost impossible. The author tried to find the resonance frequencies of two accelerometers by

processing the measured data from the same event [4]. The method is working quite well on longer (> 1 ms) and smaller (< 500 g_n) shock, however it fails on high-g-shocks due to noise which cannot be filtered out.

The other method how to find out the sensor's resonance was presented by Volkers [5]. He has found out that the mechanical resonances are the same as the first electrical resonances. Therefore, we can measure the frequencies of the electrical resonances and use it for suppression of the mechanical ones. The problem is that the electrical resonance can be measured only in piezoelectric accelerometers without integrated electronics.

Moreover, piezoelectric accelerometer is usually modelled as a 1-DOF spring-mass-damper system. However, in case of high-g-shock the rigid part of the sensor starts resonate too, therefore the system should be modelled as a 2-DOF system [6].

For these reasons, we have decided to measure the electrical resonances of high-g piezoelectric accelerometer without integrated electronics Kistler 8044 using Agilent 4294A impedance analyser and then filter out the effect of its mechanical resonance.

The capacity changes of the accelerometer were measured (fig. 5). From the figure (5a) it is visible that there are three resonances. However, the mechanical system should be 2-DOF [5]. Fortunately, one resonance is very small and close to the next one, therefore we have decided to merge the two resonances together. The resonance frequencies were estimated as follows 68,25 kHz and 89 kHz. Damping ratios were estimated from the width of the resonance peaks.





Measured data were filtered in frequency domain only around the resonances as the inverse function would amplify noise. The filtration was performed in area where the gain is more than 1.1. The filtered signal together with the original one is shown in the figure (6), where it is visible that the filtration helps to suppress the resonance ripple. However, some ripple remain as it can be from other sources such as a mounting resonance.

4 CONCLUSION

In this paper, we describe a few issues which cause differences between actual and measured shock shapes. The first was the effect a of high-pass filtering performed by a piezoelectric sensor and a charge amplifier. This effect is more significant in shocks with longer duration. It can be easily filtered out if spectra do not overlap, if they do then the filtration is a compromise between suppressing the effect and changing the shock shape, so the filter parameters are dependent on application.



Figure 6: The effect of filtering the resonance ripple

Then the effect of sensor's resonance on the shock shape was discussed. New method of suppressing this effect by measuring sensor electrical resonances, which correspond with the mechanical ones, was tested. Moreover, the method uses a 2-DOF sensor model, which should be more accurate for a high-g-shock. The method suppress some resonance ripple in the shock shape, however there are other effects which are influencing the shock shape, such as a mounting resonance, which still causes some differences between real and measured mechanical shock.

ACKNOWLEDGEMENT

The completion of this paper was made possible by the grant No. FEKT-S-17-4234 - "Industry 4.0 in automation and cybernetics" financially supported by the Internal science fund of Brno University of Technology.

- [1] IEC:60068-2-27. *Basic environmental testing procedures: Tests Test Ea and guidance: Shock*, 3 edition, 2008.
- [2] J. Kunz. Comparison of methods for measuring shock duration. Proceedings of the 23nd Conference STUDENT EEICT 2017.
- [3] Cyril M Harris and Allan G Piersol. *Harris' shock and vibration handbook*, volume 5. McGraw-Hill New York, 2002.
- [4] J. Kunz and P. Beneš. Mechanical shock shape calculation from estimated accelerometer parameters. 2017.
- [5] Bruns Volkers and Thomas Bruns. A 2dof model for back to back shock transducer, 2016.
- [6] H. Volkers and T. Bruns. A method for high-shock accelerometer calibration comparison using a 2-dof model. In *Journal of Physics: Conference Series*, volume 1065. IOP Publishing, 2018.

Doktorské projekty

Mikroelektronika a technologie

LITHIUM-TITANATE MATERIAL FOR LITHIUM-ION BATTERIES

Michal Fíbek

Doctoral Degree Programme (1), FEEC BUT

E-mail: xfibek00@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Tomas Kazda

E-mail: kazda@feec.vutbr.cz

Abstract: The lithium-titanate material, with spinel crystal structure is the second commercially used negative electrode material in lithium-ion batteries. The material possess interesting electrochemical properties like long-term durability and stability. On the other hand, the material has lower energy density and is artificially synthesized that makes it less accessible. This article describes the lithium-titanite material as negative electrode in lithium-ion battery.

Keywords: lithium, battery, energy storage, environment

1 INTRODUCTION

Lithium-ion batteries are, without doubt, one of the most promising sort of electrochemical energy sources. Negative electrode materials for lithium-ion batteries are developing towards the aim of high power density, long cycle life, and environmental benignity. As a promising anode material for high power density batteries for large scale applications in both electric vehicle and large stationary power supplies seems to be Lithium-titanate spinel $Li_4Ti_5O_{12}$ (LTO). The LTO anode has become more attractive for alternative anodes for its stability, cyclability and rate performance. The theoretical capacity (175 mA.h.g⁻¹), stable voltage plateau around 1.5 V vs. Li/Li⁺. From fire safety point of view as a most problematic part appears aprotic electrolyte. The aprotic electrolyte in lithium-ion batteries, commonly made by mixture of different aprotic solvents, e.g. a mixture contains 50 wt% of Dimethyl carbonate (DMC) and 50 wt% of Ethylene carbonate (EC) provides poor thermal stability. Flash point measurements show that around EC/DMC mixture beginning evaporate flammable hassle around 50 °C and around 60 °C released gases might be ignited by flame. As an appropriate substitute for EC/DMC mixture, that is widely spread in lithium-ion systems, can be considered sulfolane. The sulfolane (SL) is organosulfur compound with high thermal resistance, around 165 °C. It can be used the same way as EC/DMC mixture with lithium salt, e.g. LiPF₆. In that short text, we would like to present our measurements which explore thermal stability and compatibility LTO-sulfolane system in consideration to standard system made by graphite and EC/DMC solvents mixture [1 - 4].

2 EXPERIMENTS

The experiments, characterization under thermal stressing, aimed to capacity and proper function of LTO-Sulfolane system. Tested system has been exposed to individual temperatures from 25 °C (room temperature), 40 °C, 60 °C to 80 °C. Obtained results are shown in Figure 1, 4 - 7 below. Figure 1, LTO and Figure 2 shows reactions sulfolane with natural graphite, where sulfolane molecules cause graphite exfoliation reactions. Figure 2 and Figure 3 present discharge capacities during charge-discharge cycling of exfoliated graphite.



Figure 1: LTO and sulfolane, potential curves at room temperature.



Figure 2: Natural graphite and sulfolane, potential curves at room temperature.



Figure 3: Natural graphite and sulfolane, electrode capacity development through charge-discharge cycles.



Figure 4: LTO and sulfolane at room temperature.











Figure 7: Characteristics measured at 80 °C.

3 CONCLUSION

As can be seen LTO material have got stable capacity through cycles with small irreversible capacity at first cycle, around 4 %. In case of 40 °C there is remarkable change in irreversible capacity development in first cycle, the irreversible capacity grew up to 57 %. This big growth of capacity losses (approx. about 53 %) may be caused by origin of much more thicker SEI layer than in the previous case. The capacity development through cycling show increased irreversible capacity in each cycle (around 15 % related to each individual cycle). For 60 °C is the situation similar, there is a small decrease in irreversible capacity, approx. 36 % along with drop of irreversible capacity in other cycles (around 8 %). For highest temperature, used in our experiments, the first cycle irreversible capacity 66 % has been measured along with very small irreversible capacity in other cycles (approx. 1 %), this behaviour may be caused by SEI layer that is very thick and have small reversible capacity itself. It explains as well why they reached capacities are higher than theoretical capacity of LTO material. This phenomenon is caused by growing of thick layer. However the system with LTO and sulfolane is able to work under high temperature conditions with stable reversible capacity. Other experiments are necessary to understand SEI growing mechanism and decrease irreversible losses.

ACKNOWLEDGEMENT

Tato práce vznikla za podpory projektu specifického výzkumu na VUT (č. FEKT-S-17-4595).

- [1] Ming, Hai, Jun Ming, Xiaowei LI, et al. Hierarchical Li4Ti5O12 particles co-modified with C. *Electrochimica* Acta. 2014, 116, 224-229. DOI: http://dx.doi.org/10.1016/j.electacta.2013.11.038.
- [2] Yang, Chun-Chen, Hwai-Jow Hwu, S.J. Lin, Wen-Chen Chien a Jeng-Ywan SHIH. Preparation of High-rate Performance Li4Ti5O12/C Anode Material in Li4Ti5O12/LiFe0.5Mn0.5PO4 Batteries. *Electrochimica Acta*. 2014, 125, 637-645. DOI: http://dx.doi.org/10.1016/j.electacta.2014.01.156.
- [3] Morita, Masayuki, Fumitsugu TACHIHARA a Yoshiharu MATSUDA. Dimethyl sulfoxidebased electrolytes for rechargeable lithium batteries. *Electrochimica Acta*. 1987, 32(2), 299-305. DOI: http://dx.doi.org/10.1016/0013-4686(87)85039-9.
- [4] Libich, J.; Sedlaříková, M.; Vondrák, J.; Máca, J.; Čudek, P.; Chekannikov, A.; Artner, W.; Fafilek, G. Performance of Graphite Negative Electrode In Lithium-Ion Battery Depending Upon The Electrode Thickness. In Advanced Batteries Accumulators and Fuel Cells – 19th ABAF. 19. Brno: Brno University of Technology, 2018. s. 108-110. ISBN: 978-80-214-5651-8.

NUMERICAL ANALYSIS OF A MASS SEPARATOR

Martin Mačák

Doctoral Degree Programme (1), FEEC BUT E-mail: xmacak00@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Petr Vyroubal

E-mail: vyroubal@feec.vutbr.cz

Abstract: The presented work investigates numerical approach to the movement of charged particles. Custom model describing electromagnetic forces on particles was created and implemented into ANSYS FLUENT. This model was then used for a simulation of a simplified version of a mass separator. Results were then compared to the theoretical results which were closely comparable.

Keywords: ANSYS FLUENT, discrete phase model, charged particles, mass separator

1 INTRODUCTION

Mass separator is a device that separates ions based on their mass in relation to their charge. By selecting right parameters, it is possible to define which ions will pass through the separator. This means it can be used for many applications such as: mass spectrometry, ion implantation or ion deposition. Usually these devices have similar base composition which consists of ion source, separator and final component which is for example a detector for mass spectrometry or a substrate for ion implantation and deposition. [1] Numerical simulations act as great tool for investigating processes or devices utilizing charged particles as it is sometimes hard to study them experimentally. Another advantage of numerical simulations is in designing and optimizing where they speed up this process.

2 NUMERICAL MODEL

For these simulations, ANSYS FLUENT was used. It is a complex CFD software which uses finite volume method to numerically calculate partial differential equations. Euler-Lagrange approach is used in Discrete Phase Model (DPM), in which fluid phase is treated as a continuum by solving Navier-Stokes equations while the discrete phase is solved by tracking individual particles through the computational domain. With this approach, phases can exchange energy, momentum and mass between each other. This model can be significantly simplified by neglecting particle-particle collisions. This simplification is valid for low volume fraction of particles, so the particle trajectories are computed individually at specified intervals during the fluid phase calculation. Basic equation for the movement of a particle can be described as [2]:

$$\frac{d\boldsymbol{p}}{dt} = m\frac{d\boldsymbol{v}}{dt} = \boldsymbol{F} \tag{1}$$

Where p is momentum [kg·m·s⁻¹], t is time [s], m is mass [kg], v is velocity vector [m·s⁻¹], F is acting force vector [N].

However, without any modifications ANSYS FLUENT is not able to fully model the movement of charged particles in vacuum. Although ANSYS FLUENT has in-built Electric Potential model and Magnetohydrodynamic model, these models are incomplete and are not capable of modelling a movement of charged particles in electromagnetic field. Electric potential model solves only electric field and Magnetohydrodynamic model cannot model effect of magnetic field on a charged par-

ticle in a non-conductive medium. For this reason, new custom model was created and implemented into ANSYS FLUENT. It was written through User Defined Scalars (UDSs) and User Defined Functions (UDFs). Four UDSs were created: one for electric potential and three for each component of magnetic vector potential. For every UDS, a transport equation is solved. General transport equation can be described as [3]:

$$\frac{\partial \phi}{\partial t} + \nabla \cdot \left(\boldsymbol{v} \phi - \Gamma \nabla \phi \right) = S_{\phi} \tag{2}$$

Where ϕ is a general scalar quantity, Γ is a diffusion coefficient, S_{ϕ} is a source term.

Then through the UDF, source terms for magnetic vector potential and electric potential were added. As the external fields are constant, only static equations were implemented. Main equations of this models are described as:

$$\nabla \cdot (-\varepsilon \nabla \varphi) = \rho \tag{3}$$

$$\nabla \cdot (-\frac{1}{\mu} \nabla A) = j \tag{4}$$

$$\boldsymbol{j} = -\boldsymbol{\sigma} \nabla \boldsymbol{\varphi} \tag{5}$$

$$\boldsymbol{B} = \nabla \times \boldsymbol{A} \tag{6}$$

Where ε is permittivity [F·m⁻¹], φ is electric potential [V], ρ is charge density [C·m⁻³], μ is permeability [H·m⁻¹], **A** is magnetic vector potential [V·s·m⁻¹], **j** is current density vector [A·m⁻²], σ is electric conductivity [S·m⁻¹], **B** is vector of magnetic flux density [T].

Equations 3 and 4 are transport equations and are calculated directly. Other equations are calculated from the transport equations and are stored in User Defined Memory.

Another UDF was used to model the effects of electromagnetic field on charged particles. These effects are described as Lorentz force:

$$\boldsymbol{F}_L = \boldsymbol{q}(\boldsymbol{E} + \boldsymbol{v} \times \boldsymbol{B}) \tag{7}$$

Where q is electric charge [C], E is electric intensity vector $[V \cdot m^{-1}]$.

FLUENT doesn't include a drag law suitable for the movement of particles in a vacuum. Due to a simplification it was assumed that there are no interactions between fluid and particles. This assumption was also implemented through a UDF.

So, the final form of equation that describes the movement of charged particles is:

$$m\frac{d\mathbf{v}}{dt} = q(\mathbf{E} + \mathbf{v} \times \mathbf{B}) \tag{2}$$

3 ANALYSIS

Numerical model presented above was tested on a simplified geometry of a mass separator. The analyses studied a movement of three types of charged particles - aluminium, copper and gold, so the differences, based on their mass, could be investigated. It was assumed that all of the ions were already created with a zero initial velocity and had charge number of 1. The parameters of the mass separator were chosen so that copper ions would pass through. Whole process was divided into few parts. First, the ion acceleration is studied and then later, a simplified ion accelerator is combined with a separation region. As particles have no interaction with a continuum medium, it was assumed that there was no flow in the domain and only electromagnetic field and particle movement were calculated.

3.1 MATERIAL PROPERTIES

In the DPM, parameters of the discrete phase are calculated from macroscopic properties of materials. However, this is not a valid assumption for single atoms, because in macroscopic matter there is an empty space between atoms which results in lower macroscopic density. For this reason, new parameters were calculated from atomic radius and relative atomic mass as shown in Table 1.

Material	Macroscopic densi- ty [kg·m ⁻³]	Radius [pm]	Relative atomic mass [-]	New atomic mass [kg]	New densi- ty [kg·m ⁻³]
Aluminium	2700	143	26,9815	4,482e-26	3658,78
Copper	8940	128	63,546	1,056e-25	12015
Gold	19000	135	196,967	3,272e-25	31748,5

Table 1: Material properties

3.2 ION ACCELERATION

Ions as charged particles can be accelerated by electric field. At the beginning of this process, particles have zero kinetic energy and maximal potential energy then gradually they are accelerated, and potential energy is transferred into kinetic. Maximum velocity can be derived from:

$$\frac{1}{2}mv^2 = qU \tag{9}$$

$$v = \sqrt{\frac{2qU}{m}} \tag{10}$$

As a first step, analysis of a simplified ion accelerator was carried out. The intensity of accelerating electric field was set to 1000 V/m. The geometry consisted of three chambers which were divided by two apertures with a diameter of 5 mm. Left chamber functioned as a starting point for particles, and a boundary condition of 100 V was set there. Boundary condition of 0 V was set on the right aperture. This setup caused the acceleration of particles in the middle chamber.

Material	Theoretical Velocity [m·s ⁻¹]	Calculated Velocity [m*s ⁻¹]
Aluminium	26878,34	26733,70
Copper	17510,82	17419,93
Gold	9947,91	9920,54

Table 2: Comparison of velocities



Figure 1: Accelerating electric field

Figure 2: Velocity of charged particles

3.3 SEPARATION

Separation region consist of constant magnetic field which is perpendicular to the velocity of particles. Magnetic fields exert force on particles, and they start to follow circular trajectory. The radius R_k is described as:

$$R_k = \frac{mv}{qB} = \frac{1}{B}\sqrt{\frac{2qU}{m}}$$
(11)

The analyses of two different mass spectrometer arrangements were carried out.

Both arrangements consist of ion accelerator and a separation region, but they differ in the shape of the separation region.

First arrangement is characterized by a half circle trajectory of charged particles. The constant magnetic field was selected from the equation 11, in which the desired radius of copper ions was set to 50,50 mm. Magnitude of magnetic flux was set to 0, 227227 T. As expected, aluminium ions are deflected more which results in smaller radius, and heavier gold ions are deflected less which results in bigger radius. Results from this simulation were compared with theoretical values in Table 3.

Material	Theoretical radius [mm]	Calculated radius [mm]	
Aluminium	34,53	33,488	
Copper	50,50	51,24	
Gold	89,89	89	

Table 3: Comparison of radii



Second arrangement of mass spectrometer is characterized by separation region in a shape of quarter circle. The region has a radius of 50 mm, and so the magnetic flux density was calculated so the copper ions follow the desired trajectory. Similar to the first example, lighter aluminium ions bend too much and heavier gold ions bend too little so they can't pass the separator.



Figure 5 Geometry of second mass separator



Figure 7 Trajectories of gold ions



Figure 6 Trajectories of aluminium ions



Figure 8 Trajectories of copper ions

4 CONCLUSION

The movement of charged particles was investigated using CFD software ANSYS FLUENT. While FLUENT has in-built Discrete Phase Model and Magnetohydrodynamic model, these models are insufficient for studying such movement. For this reason, a custom numerical model was created and implemented into FLUENT. This model was then applied to a simplified version of a mass separator. Results gathered from simulation were compared to theoretical results. These results were closely comparable and so this model might be used as an optimization tools for mass spectrometry or ion deposition or implantation.

ACKNOWLEDGEMENT

This work was supported by the BUT specific research programme (project No. FEKT-S-17-4595).

- [1] E. de Hoffmann and V. Stroobant, *Mass spectrometry: principles and applications*, 3rd ed. Hoboken, NJ: J. Wiley, c2007.
- [2] A. Albojamal and K. Vafai, "Analysis of single phase, discrete and mixture models, in predicting nanofluid transport", *International Journal of Heat and Mass Transfer*, vol. 114, pp. 225-237, 2017.
- [3] K. Petera, P. Dančová, and T. Vít, "Turbulent heat transport and its anisotropy in an impinging jet", *EPJ Web of Conferences*, vol. 92, 2015.
- [4] M. Rong, Q. Ma, Y. Wu, T. Xu, and A. B. Murphy, "The influence of electrode erosion on the air arc in a low-voltage circuit breaker", *Journal of Applied Physics*, vol. 106, no. 2, Jul. 2009.

COMPARISON OF MEASURING INSTRUMENTS DESIGNED TO ELECTRICAL PROPERTIES ANALYSIS OF EPOXY RESINS WITH DIFFERENT FILLERS

Luděk Horák

Doctoral Degree Programme (1.), FEEC BUT E-mail: xhorak58@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Jiří Kazelle

E-mail: kazelle@feec.vutbr.cz

Abstract: Presented thesis is focused on studying electroinsulating epoxy resin-based sealings. It describes the chemical composition, production, properties and measuring methods of basic electric quantities of these materials. The aim of the thesis is to compare several sets of samples of composite epoxy resins with different kinds of micro-ground siliceous sand as a filling. The temperature and frequency dependence of relative permittivity, dissipation factor and volume resistivity are measured for given samples.

Keywords: Epoxy resins, thermosets, electrical insulation materials, dielectric, fillers, polyreaction, electrical properties, diagnostic techniques and measurement, permittivity, dissipation factor, resistivity

1. INTRODUCTION

Epoxy resins are relatively young plastics, first mentioned in the second half of the 19th century, but their production only developed after World War II.

These are synthetic polymers belonging to the thermosetting group. They are colorless to yellowish in normal conditions. Curing occurs most frequently with a chemical polyaddition reaction - no by-products occur. Cured products have very good electrical and dielectric properties, mechanical strength, especially shear strength, chemical resistance to water, acids and some solvents. They excel in adhesion to metallic, glass, ceramic, wood and other materials. Furthermore, epoxies are characterized by high toughness, low shrinkage and some good elasticity. [1]

2. SAMPLES OF CHS-EPODUR 494-1667

Samples were produced in laboratories of SYNPO a.s. Pardubice. CHS-EPODUR 494 1667 (CHS = unfilled potting compound, EPODUR = trade name, 494 = resin type, 1667 = hardener type) is a modified low molecular weight epoxy resin consisting of several components:

- components A epoxy resin and polypropylene glycol,
- components B hardener (tetrahydromethylphthalic anhydride),
- components C accelerator (benzyldimethylamine)
- components D flexibleizer (polyethylene glycol).

Next, a pigment paste (E-Pasta BF 135 M-BA) is added to the system. It consists of pigment and epoxy resin, determines the resulting color of the cured composite.

The last important ingredient is filler, added in the form of micro-milled quartz sands and significantly reduces the cost of the potting compound. Used fillers:

- set 1847: Silbond 126EST

- set 1848: Wollastonitmehl TREMIN 283-100EST
- set 1849: sand ST6 Sklopísek Střeleč + Apyral 2E Nabaltec
- set 1850: Silbond 126EST + Hydrafil Trefil 744-300EST
- set 1851: sand ST6 Sklopísek Střeleč

The resulting 2 mm epoxy plates were cut into 80 x 80 mm square samples (for the Tettex measuring system) and 35 mm circular samples (for the Novocontrol measuring system). The cut was carried out using a water jet in cooperation with AWAC, spol. s r.o.

For measurement, it is important that the samples are planparal, therefore 5 samples with the smallest standard deviation were selected from the 10 square and circular samples for the purpose of the experiment.

3. MEASURING INSTRUMENTS

The Precision Oil and Solid Dielectric Analyzing System Tettex 2830/2831 is designed for measurement of liquid and solid insulating materials with a very low dielectric losses. The instrument works on the principle of a combined bridge-vector-meter and is capable of analyzing capacity and dissipation factor and DC-Resistivity with outstanding accuracy and stability. The instrument consists of a vector-meter bridge, temperature controller, DC and AC power supply and DC resistance measurement. The maximum operating voltage of the AC source is 2.5 kV, the frequency range is 40 - 65 Hz.

Measuring instrument for solid dielectrics - Tettex 2914 is connected to impedance analyzer - Tettex 2830/2831. Tettex 2914 is a three-electrode system consisting of a heated plate capacitor. The bottom plate (high voltage electrode) is on a solid base, the top plate (measuring and protective electrode) is adjustable in height by a hydraulic system that simultaneously compresses the electrodes against each other. The measuring electrode diameter is 49.5 mm, the protective electrode width is 10 mm, the distance between the measuring and protective electrodes is 1 mm. The electrodes are made of stainless steel. The maximum achievable electrode temperature is 200 °C. The maximum operating voltage is 2000 V. Other technical data can be found in [2][3].

Broadband Dielectric Spectrometer - Novocontrol Technologies Concept system 80 allows you to examine materials depending on temperature and frequency. The measuring system operates at 100 μ V - 3 V AC, over a frequency range of 3 μ Hz to 40 MHz. The dissipation factor resolution is 10⁻⁵. The highest accuracy is based on the high resolution of the Alpha-A frequency analyzer. The sample can be analyzed from temperature -160 °C to +400 °C thanks to the Quatro Cryosystem cryostat. The Active Sample Cell ZGS contains two electrodes - voltage and measuring. The voltage electrode has a diameter of 40 mm, measuring 20 mm. The maximum possible sample diameter is 40 mm. The measuring construction of instrument is made of stainless steel and the electrodes are gold plated.

4. DESCRIPTION OF THE MEASUREMENT

The aim of the experimental work was to compare the above mentioned measuring devices - Tettex 2830/2831 and Novocontrol Technologies - Concept system 80. Further analyze the electrical properties (relative permittivity, dissipation factor and volume resistivity) of the individual epoxy sets (1847 - 1851).

Measurement of relative permittivity and dissipation factor in dependence on temperature took place at working voltage 500 V, frequency 50 Hz and electrode pressure 5 N/cm² on impedance analyzer Tettex 2830/2831 in connection with measuring tool Tettex 2914 according to ČSN IEC 250 [4]. Samples were measured at temperature 23 ± 1 , 40, 55, 70, 85 and 100 °C, 5 times in succession. After reaching the desired temperatures, the sample was thermally stabilized for 30 min.

Frequency dependencies of relative permittivity, loss number, and dissipation factor were investigated on a Novocontrol Technologies dielectric impedance analyzer. Samples were measured at a voltage of 1 V, on a frequency range of 10 Hz to 1 MHz, and temperatures of 25 to 100 °C.

5. MEASUREMENT RESULTS

The dependencies of relative permittivity, loss number and dissipation factor on the frequency measured at 1 V, on the frequency range 10 Hz to 1 MHz and for temperatures from 25 to 100 °C are shown in Fig. 1, Fig. 2 and Fig. 3. The curves shown represent the mean value of the quantity obtained from the measurements on the five selected samples of the epoxy kit 1847. The measurement results confirm the polar character of the epoxy samples. It can be seen from the graphs that with decreasing frequency and increasing temperature, the components of complex permittivity and dissipation factor increase. The relative permittivity over the entire temperature range (25 - 100 °C) at a frequency of 10 Hz is equal to values in the range of 4.0 to 5.8 and at a frequency of 1 MHz it equals from 3.8 to 4.3. Identical graphical dependencies for other epoxy kits (1848, 1849, 1850, and 1851) are shown in [5].



Fig. 1: Dependence of relative permittivity on frequency for given epoxy kit 1847, voltage set to 1 V



Fig. 2: Dependence of loss number on frequency for given epoxy kit 1847, voltage set to 1 V



Fig. 3: Dependence of dissipation factor on frequency for given epoxy kit 1847, voltage set to 1 V

At a temperature of 90-100 °C, a change in the curve trend can be observed with respect to the loss number or dissipation factor (Fig. 2 and Fig. 3). The reason for this is that, in addition to conductivity losses, polarization losses are applied in the dielectric. Conductivity losses occur in all types of dielectrics, depending on the volume and surface conductivity of the dielectric. Polarization losses are affected by the type of polarization and are highly temperature and frequency dependent.

A comparison of the measuring instruments - the Tettex 2830/2831 dielectric analyzer and the Novocontrol Technologies impedance analyzer is shown in the graphs in Fig. 4 and Fig. 5. Temperature-dependent relative permittivity and dissipation factor measurements were performed at a working voltage of 500 V (for Tettex 2830/2831) and 1 V (for Novocontrol Technologies), at a mains frequency of 50 Hz and a temperature range of 25 - 100 °C. The real component of complex permittivity and dissipation factor are not dependent on the applied voltage (measured up to 2000 V). Without this finding, the measuring instruments could not be compared.



Fig. 4: Dependence of relative permittivity (left) and dissipation factor (right) on temperature at 500 V and 50 Hz - Tettex 2830/2831



Fig. 5: Dependence of relative permittivity (left) and dissipation factor (right) on temperature at 1 V and 50 Hz - Novocontrol Technologies

6. CONCLUSION

In this frequency range, the lowest relative permittivity values of epoxy resin with filler Silbond 126EST (set 1847) and the highest values are epoxies with added fillers ST6 from the Czech company Sklopísek Střeleč and Apyral 2E from the German company Nabaltec (set 1849). It follows from the experimental work that all the analyzed epoxy materials exhibit very good electrical insulation properties for the given field of application. This corresponds to the calculated one-minute polarization indices, which are in the range of 2.8 - 3.2. The best electrical properties (low dissipation factor) are achieved with epoxy resins with added Wollastonitmehl TREMIN-283-100EST filler (set 1848) and conversely, the worst results are measured for epoxy with fillers Silbond 126EST and Hydrafil Trefil 744-300EST (set 1850). The most used in technical practice are epoxy resins with added micronised quartz sand ST6 from Sklopísek Střeleč (set 1851). The measured data of these epoxy samples reach average values.

The experiment also includes a comparison of the above-mentioned devices - the Tettex 2830/2831 dielectric analyzer and the Novocontrol Technologies - Concept system 80 impedance analyzer. Measured data from both devices can be considered as appropriate.

ACKNOWLEDGEMENT

This work was supported by the Internal Grant Agency of Brno University of Technology (grant No. FEKT-S-17-4595, Materials and technology for electrical engineering III).

- [1] LIDAŘÍK, M. *Epoxidové pryskyřice*. Třetí, přepracované a rozšířené vydání. Praha: Státní nakladatelství technické literatury, 1983. Makromolekulární látky. 729 s.
- [2] Operating Instructions Tettex 2830/2831 Precision Oil and Solid Dielectric Analyzer [online]. Version 2.0. Switzerland: Haefely Test AG, 2013. 114 s. [cit. 2018-05-01] Dostupné z: https://update.haefely.com/CT2830/
- [3] Operating Instructions Tettex 2914 Test Cell for Solid Insulating Materials [online]. Version 1.0. Switzerland: Haefely Test AG, 2012. 26 s. [cit. 2018-05-01] Dostupné z: http://www.haefely-hipotronics.com/products/product/2914-solid-test-cell/
- [4] ČSN IEC 250. Doporučené postupy ke stanovení permitivity a ztrátového činitele elektroizolačních materiálů při průmyslových, akustických a rozhlasových kmitočtech včetně metrových vlnových délek. Praha: Český normalizační institut, 1997. 30 s.
- [5] HORÁK, L. Analýza elektrických vlastností epoxidových pryskyřic s různými plnivy v teplotní a kmitočtové závislosti. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií. Ústav elektrotechnologie, 2018. 87 s.

PHOTOVOLTAIC CELLS IN LOW-LIGHT OPERATION

Laila Znbill

Doctoral Degree Programme (V), FEEC BUT E-mail: xznbil010@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Jaroslav Boušek

E-mail: surname@feec.vutbr.cz

Abstract: Comparison of the properties of respective technologies shows that for low-light operation there are most advantageous inorganic thin film cells. It is very important to consider the operating conditions and adapt the selection of the photovoltaic cell to these conditions. Because of very small area of the cell needed for the low energy converters the price of the photovoltaic cell is not an important item in the total cost of an Enargy Harvesting converter. Simple and reliable low price JFET driven DC to DC converter was designed for this application.

Keywords: *Energy harvesting, Photovoltaic cell, low-light operation, low energy DC to DC converter.*

1 INTRODUCTION

When using photovoltaic converters for energy harvesting, it is necessary to consider a large range of light intensity and the wavelength from which a photovoltaic cell can absorb incident photons. The wavelength from which a photovoltaic cell can absorb incident photons depends on the width of Band Gap of semiconductors in the structure of the respective photovoltaic cell. The behavior of selected single cells under real operating conditions was tested for an EH converter operating at an energy level deep below 1 W. The low voltage at the cell output was boosted-up using the low voltage DC to DC converter.

2 PHOTOVOLTAIC CELLS IN LOW-LIGHT OPERATION

Low light operation difers substantially from the standard operation of photovoltaic cells. Usually the light intensity on a solar cell is measured in units known as 'suns', where 1 sun relates to standard illumination at AM1.5 (Air Mass factor) with incident radiation of 1 kW/m^2 . This is good to compare different cells but it is very rarely found in real environment. In low light operation many other parameters are important as the bandgap of used semiconductor versus the spectral composition of the incident radiation, influence of the shunt resistance, working temperature of the cell and also the management of the energy on the output.

2.1 INTENSITY AND SPECTRAL DISTRIBUTION OF THE EXCITING RADIATION

Exitation of the electron to the conduction band requires energy given by the bandgap of respective semiconductor. The bandgap of crystaline silicon ($E_G = 1.1 \text{ eV}$) corresponds to infrared light with a wavelength of about 1.1 microns. This means that only photons from red, yellow and blue light and some near-infrared part of spectra will contribute to photovoltaic power productiont. In case of high energy photons the excitated electron has an exces of energy and travels in the crystal latice until this energy is absorbed and thus the exces of photon energy changes o the heat. Consequently solar cell can convert only about 33,5 % of the incident sunlight energy, which is called the Shockley-Queissner limit [1]. Spectral composition of the incident radiation is therefore very important. Spectral composition of the incident light may considerably change in different conditions. For example, in direct sunlight, great part of radiated energy is in red and infrared part of the

spectra. Crystalline silicon cells, which have the maximum absorption just in infrared and red part, are suited for this case but it can be also see from Fig. 1. and Table 1. that the optimal bandgap value have the solar cells based on CGCIS. At cloudy sky diffused radiation prevails and the spectral distribution is shifted toward shorter wavelengths. Radiation in the field of visible part of spectra will also prevail in case of indoor applications. Here the semiconductors with wider Band Gap are preferred.



Figure. 1: Thermalization, non-absorption and total losses depending on the energy gap [2].

From Fig.1 it is obvious that the optimal bandgap for the sunlight application is about 1,5 eV, whereas for indor application the respective bandgap should be about 2 eV.

2.2 PHOTOVOLTAIC CELLS IN LOW-LIGHT OPERATION

The light dependence of generated voltage on the Si photovoltaic cell and its current and power is in Fig. 2a). It is evident that the current supplied by the cell is approximately linearly proportional to the illumination. The dependence of the voltage generated by the cell on the illumination is approximately logarithmic. Changing the intensity of light radiation will therefore primarily reflect the change in the current of the cell.

The open circuit voltage is given by equation $V_{0C} = \frac{nkT}{q} ln\left(\frac{I_{PH}}{I_0}\right)$ (1)

Here *n* is emission coefficient, *k* is Boltzman constant, *T* is temperature, *q* is charge of electron, I_{PH} is photocurrent and I_0 is saturation current of the cell junction.

Because of logarithmnis dependence of the opencircuti voltage on the light intensity the shift is approximately 100 mV for one order drop in the light intensity. Consequently even at very low intensity of incident radiation the voltage on the cell will still be a few tenths of a Volt.



Figure. 2: a) A-V characteristics of the silicon photovoltaic cellb) The power extracted from the cell

From Fig. 2b) it is obvious that there is an optimal voltage and current value for the maximum output of the cell. The voltage at which maximum power is reached decreases with light intensity very slowly.

For an ideal solar cell the series resistance equals zero while the shunt resistance equals to infinity. Low shunt resistance causes power losses in solar cells by providing a path for the light generated current. At very low light levels, the effect of the shunt resistance becomes important because the current flowing through the shunt resistance is taken from the photo-current which is generated by the photovoltaic process. The power loss could be much more than 10%.

2.3 PHOTOVOLTAIC CELLS FOR EH TRANSDUCERS

Crystalline or polycrystalline silicon photovoltaic cells are still standard cells with the price level at approximately 2 USD per Watt, depending on the size and technology. However, a comparison of the properties of respective technologies shows that for the intended application inorganic thin film cells are most advantageous, especially the cells based on amorphous and multicrystalline silicon, cadmium telluride (CdTe) and copper indium gallium selenide (CIGS or CIS). Thin film manufacturing technology also makes it easier to adapt to special requirements. Approximately 1% of material is required to produce thin-film structures compared to crystalline cells. Compared to crystalline cells there are about of a 30% less technological steps and the entire production process consumes about 50% of the ene

Amorphous silicon photovoltaic cells have the efficiency of energy conversion near 10 % but it rapidly drops in operation because of the light degradation process (Staebler–Wronski effect) to about 7 %. Nevertheless, amorphous silicon cells operate very well in low light conditions where the amount of produced energy could be comparable to crystalline silicon cells. Using non toxic silicon it represents one of the most environmentally friendly photovoltaic technologies. Silicon thin film cells are often prepared as a tandem of amorphous and microcrystalline cells with a different Band Gap. The overall efficiency is then higher - reaching the level about 13%.

The lab cell efficiency for CdTe and CIGS cells is beyond 21 % which is comparable to crystalline silicon cells. Cadmium teluride (CdTe) is very cost-effective but uses toxic cadmium. The usage of rare materials may also become a limiting factor to the large scale production. The Band Gap of CIGS cells varies continuously depending of content of indium and gallium from about 1.0 eV (CuInSe) to approximately 1.7 eV (CuGaSe).

TYPE	Eg	λο	Voc	I _{SCA}	η	t _{EL}
	[eV]	[nm]	[V]	[mA/cm ²]	[%]	[years]
CSi	1,12	1107	≈ 0,65	≥ 30	≈ 20	≈ 20
Micro - Si	1,4	885	≈ 0,6	≤ 15	≈ 8-15	≈ 10-15
Perovskite	1,2- 2,3	1033 - 539	≈ 0,6 - 1,5	≈ 20	≈ 15	≈??
Amorph. Si	1,7	729	≈ 0,8	≤ 12	≈ 7-12	≈ 10-15
Amorph.Si +Micro-Si (tandem)	1,7 / 1,4	729 / 885	≈ 1,3	≤ 15	≈10 -13	≈ 10-15
CdTe	1,5	826	≈ 1,0	≈ 30	≤ 20	≈ 10-15
CGCIS	1,7 - 1,0	729 - 1240	≈ 0,8 - 0,5	≈ 30	≤ 20	≈ 10-15

Table 1: Most important parameters of examined photovoltaic cells with different technology: (EG[eV] is Band Gap , λ_0 [nm] is Threshold Wavelength to the respective Band Gap, $V_{OC}[V]$ is Open CircuitVoltage. I_{SCA} [mA/cm²] is Short Circuit Current per area of 1 cm², η [%] is Efficiency of Energy Conversion,tEL [years] is Expected Lifetime)

Perovskite solar cells have an ability to absorb light across almost all visible wavelengths and production technology is simple [4]. They have exceptional power conversion efficiencies which are after only a few years of investigation comparable to crystalline silicone cells, Despite that there are many challenges, the probability that the perovskite solar cells will be commercialized in near future is high. Organic photovoltaic cells, unfortunately, still remain only a promising technology. Although there are currently many convenient materials for organic cells, the degradation processes still pose a difficult problem [5].

2.4 ADDITIONAL COMPONENTS

For optimal use of low energy low voltage EH converter there is necessary to use a voltage converter with extremely low power supply voltage. Low voltage EH transducers therefore implement boost converter that requires only microwatts of power to begin the operation. As stated above, the cost of photovoltaic cells usually does not exceed 2 USD per Watt of maximum power depending on type of the cell, the currently used technology and volume of production. By full light an area of approximately 10cm x 10cm is required for 1 W of output power. However, for many applications (such as wireless sensors), the total daily power consumption of the device may be in order of several tens of milli-watt-hours. Then, even with very low light, we need much smaller cell area. The price of the respective photovoltaic cell can be therefore well below 1 USD and will not significantly affect the cost of the whole device. The price of the necessary DC/DC converter should not be much higher than the price of EH transducer alone. The unit price of low voltage integrated circuits for EH applications is around 2 USD and the price of other components included small SMT PCB could be also estimated at around 2 USD. Simple and reliable JFET driven converter suggested here has material and production costs significantly lower [6].

2.5 SINGLE J-FET DC TO DC CONVERTER WITH LOW CURRENT PREFORMANCE

To achieve higher efficiency the single JFET circuit shown in Figure 3 utilizes the energy stored in the transformer during the switch-on state.

1) As soon as the transistor turns on the secondary winding generates a voltage pulse. Capacior C_1 s being charged by means of this pulse. Once the transformer core becomes saturated the voltage on the secondary winding starts to drop. Due to the positive feedback given with actual polarity of primary and secondary windings the transistor closes. With a negative voltage on the capacitor C_1 , JFET is maintained in a closed state until the next part of the cycle where it passes into the on-state and consequently the whole process is repeated. The voltage on the capacitor C_1 is at the same time output voltage of the converter as a whole.

2) As soon as the switch-off starts a voltage pulse appears on the primary winding, which charges the capacitor C_2 . This is due to the drop of magnetizing current and subsequent collapse of the magnetic field in the transformer core.



Figure 3: Low voltage converter with improved low-current performance

After interruption of the oscillation, the inverter is temporarily blocked by a negative voltage on the capacitor C_1 . Then the voltage on the capacitor gradually decreases, thus enabling the inverter to start again. However, if the voltage at the collection capacitor (V_{IN}) does not rise above the start voltage, the drive current taken in the quiescent state may prevent further voltage increase on the

collector capacitor and the inverter will not start. This situation can be avoided by means of starttiming circuit STIC. The voltage on the supercapacitor (or the battery) C_1 does not change after the oscillations end. The inverter is therefore permanently in a locked state and it does not take any current from the EH transducer. The starting impulse with a repeating interval adjustable within a few seconds is used to start the converter.

The energy to generate start-pulses is taken from an auxiliary source using the diode and the capacitor C_2 that is powered by the energy stored in the transformer core. When the transistor T_1 switches off there is a positive pulse on the primary winding of the transformer, diode D is open and the accumulated energy is moved to the capacitor C_1 .

The starting impulse is made by charging the capacitor C_3 when the transistor T_2 is switched on. Resistor R connected in parallel with C_3 ensures that the "starting capacitor" C_3 is before each starting cycle discharged to zero voltage. The charge transmitted in each trigger pulse is therefore determined by the value of the capacitance of the "starting capacitor" C_3 and the voltage difference between capacitors C_1 and C_2 .

3 CONCLUSIONS

Comparison of the properties of photovoltaic cells made by different technologies shows that for the intended application there are most advantageous inorganic thin film cells. It is very important to consider the operating conditions in which EH will work and adapt these conditions to the selection of the photovoltaic cell. Because of very small area of the cell needed for the low energy EH converters the price of the photovoltaic cell is not an important item in the total cost of an EH converter.

DC to DC converter able to operate from the voltage of few tenths of Volt was designed for this purpose. The output voltage could be in the level of several Volts and achieved efficiency of the apparatus is approximately 50%. Using the start-timing-circuit helps to extract the power from the photovoltaic cell even in the case of very low illumination.

ACKNOWLEDGEMENT

This work was supported by project no. FEKT-S-14-2300 "A new types of electronic circuits and sensors for specific applications".

- [1] Shockley and H. J. Queisser, "Detailed Balance Limit of Efficiency of p-n Junction Solar Cells," *Journal of Applied Physics*, vol. 32, no. 3, pp. 510–519, Mar. 1961
- [2] K. Ruhle, S. W. Glunz, and M. Kasemann, "Towards new design rules for indoor photovoltaic cells," in *Photovoltaic Specialists Conference (PVSC), 2012 38th IEEE*, 2012, pp. 002588–002591.
- [3] B. Dimmler, R. Wächter : Manufacturing and application of CIS solar modules, Thin Solid Films, Volume 515, Issue 15, 31 May 2007, pp 5973-5978
- [4] Snaith H. J.: Present status and future prospects of perovskite photovoltaics, Nature Materials, Vol. 17, pp 372–376 (2018).
- [5] S. Savagatrup et all: "Mechanical degradation and stability of organic solar cells: molecular and microstructural determinants", Sci. Energy Environ., 2015,8, pp 55-80
- [6] Znbill., J. Bousek: "Low Voltage Converter for Energy Harvesting", In 2nd IMAPS FLASH CONFERENCE, Brno: NOVPRESS, Brno 2016, pp 78-81. ISBN: ISBN 978-80-214- 54199

ELECTROCHEMICAL PROPERTIES OF GEL POLYMER ELECTROLYTES MODIFIED FLAME RETARDANTS

Iuliia Veselkova

Doctoral Degree Programme (2), FEEC BUT E-mail: xgrach00@vutbr.cz

Supervised by: Marie Sedlaříková

E-mail: sedlara@feec.vutbr.cz

Abstract: This paper deals with preparation of gel polymer electrolytes modified by flame retardants based on methyl methacrylate. The aim of this work was to investigate the effect of thermal polymerization method on electrochemical properties such as ionic conductivity and potential window of gel polymer electrolytes. For measuring electrochemical properties, impedance spectroscopic techniques and linear voltammetry were used. Results indicate the dependence of ionic conductivity on the amount of flame retardant.

Keywords: flame retardant, polymer, gel polymer electrolyte, methyl methacrylate, ionic conductivity

1 INTRODUCTION

Rechargeable lithium ion batteries, which are one of the most important technologies for energy storage, play a vital role in the modern world and have become an integral part of our everyday life. They are now used in many portable devices such as mobile phones, laptops, digital cameras and more. Li batteries have a long life cycle, but many aspects like improvement in safety, energy density, cost reduction, flammability and other are required [3,4].

Gel polymer electrolytes attract the attention of many researchers worldwide for their application in different electrochemical devices. The use of polymeric electrolytes is widely regarded as a promising approach for lithium ion batteries due to their high ionic conductivity at ambient temperature and a reduction in the risk of leakage of the electrolyte solution. Research focuses on the development of new gel polymer electrolytes with high ionic conductivity, good mechanical properties and thermal stability [2,6,7,8].

Polymer methacrylate based systems have the advantage of wide availability, low toxicity and good electrochemical stability. These polymer gels, which are based on conductive salt, have a number of advantages over the previous liquid electrolytes. The most important advantages are elimination of the risk of electrolyte spillage, high safety, high shape flexibility, low reactivity due to solid component of gel, low density, resistance to mechanical stress, high temperatures, pressures, and vibrations [2,7].

Flame retardants are chemical compounds that are added to materials or otherwise incorporated to plastic compounds to provide varying degrees of flammability protection. These chemicals increase fire resistance, especially by reducing the ease with which a polymer burns [1].

There are many different types of flame retardants with distinct properties. For the preparation of gel electrolytes based on MMA, different phosphorous-based flame retardants were chosen. This type of flame retardants shows to some extent a high flame retardancy. They facilitate the formation of a carbonized layer by burning, and this charred layer blocks oxygen and radiation heat, whereby it is considered that burning is suppressed [1].

This article will concentrate on improving gel electrolyte parameters like increasing ionic conductivity, expanding the potential window and improving the long-term chemical and electrochemical stability. First section of this work presents materials, which were used for chemical composition of gel electrolyte, preparation process of gel and measurement techniques, which were used in this work. The following section includes all graphs and tables with results, which were obtained during the measurement process. Photographs of gel polymer electrolyte were presented as well. The final section presents some conclusions, which were made on the basis of the measurements.

2 EXPERIMENTAL

2.1 MATERIALS

The starting materials used for the preparation of gel polymer electrolyte are salt lithium hexafluorophosphate – 98% (LiPF₆), monomer methyl methacrylate (MMA), cross-linking agent ethylene glycol dimethacrylate (EDMA), initiator azobis isobutyronitrile (AIBN) for thermal polymerization. Ethylene carbonate (EC) and diethylene carbonate (DEC) were used as solvents. Triethylene phosphate (TEP) and tributyl phosphate (TBP) were selected as flame retardants. All materials obtained from Sigma Aldrich and their chemical structures are shown in Figure 1.



Figure1: The structural formulas of used modifiers: a) TEP; b) TBP [5]

2.2 MEASUREMENT TECHNIQUES

Electrochemical properties such as ionic conductivity and potential window were measured during this work with electrochemical test cell EL-CELL using potentiostat Eco AutoLab. The thin gel samples were prepared about 0,9 mm in thickness and 0,64 cm² in area [7].

The ionic conductivity of the gels was measured by impedance spectroscopy with a frequency range from 1 MHz to 0,1 Hz. There were 6 steps per decade and the amplitude sinusoidal signal was 10mV.

Potential window measurement was performed using linear sweep voltammetry in the range of 0,1 V to 5,1 V with sweep speed of 0,5 mV/s. Values were calculated for 5 μ A and 10 μ A [7].

2.3 PREPARATION OF GEL POLYMER ELECTROLYTE FILM

The preparation procedure of gel polymer film included two steps. The first step was the preparation of liquid electrolyte. Liquid electrolyte was obtained by dissolving LiPF₆ into the solvent EC:DEC (in weight 1:1), where the lithium salt (0,5 mol/l), EDMA (3,5 mol% in monomer), MMA (20 mol%), AIBN (1 mol% in monomer) were added into the solution. The second step was the production of gel sample by thermal polymerization. After being stirred for 20 minutes, the liquid electrolyte solution was put into a glass form. The glass form consists of several layers: a glass layer, a Teflon layer, a silicone layer, a transparent foil and a second glass layer [7].

In this work, thermal polymerization was chosen. In this case the liquid solution in glass form was placed to the furnace and polymerization was during 2 hours with temperature 70 °C.

3 RESULTS AND DISCUSSION

During this work, three series of gel polymer electrolytes with selected flame retardants were prepared. Every series consists of five samples which differ from each other by concentration of selected flame retardant. The concentrations of 10%, 15%, 25%, 50% and 75% were chosen for modifier. Gel samples were prepared in glove box with argon atmosphere JACOMEX. Sample resp. gel polymer electrolyte is circular gel with a diameter 16 mm and defined thickness 0,9 mm, which is cut out from the total area of formed polymerized gel. The electrochemical properties of gel samples (ionic conductivity, potential window) were measured with electrochemical test cell EL-CELL using potentiostat Eco AutoLab.

In Figure 3, gel electrolytes with TEP after gelling are shown. In Figure 4, samples with TBP after gelling are shown. All gel samples were elastic, flexible, clear, non-adhesive and have a good manipulation.



Figure 3: Photographs of the gel polymer electrolytes with different concentration of TEP after gelling



Figure 4: Photographs of the gel polymer electrolytes with different concentration of TBP after gelling

The measured results of gel polymer electrolytes are shown in Table 1 and Table 2. The comparison of ionic conductivity with TEP and TBP is shown in Figure 5. In Figure 6, graphs of potential windows for gel samples with TEP and TBP are shown.

TEP						
V_{FR} [%]	10	15	25	50	75	
γ [mS/cm]	2,88	1,99	3,27	3,23	4,87	
ТВР						
V_{FR} [%]	10	15	25	50	75	
γ [mS/cm]	3,54	3,54	3,06	5,15	3,97	

Table 1: Ionic conductivity of gel polymer electrolytes with flame retardants

TEP							
V_{FR} [%]	10	15	25	50	75		
5 μΑ [V]	-	2,75	-	3,29	3,34		
10 µA [V]	-	4,53	-	3,73	3,82		
TBP							
V_{FR} [%]	10	15	25	50	75		
5 μΑ [V] 10 μΑ [V]		4,49 4,99	2,12 3,75	4,35 4,92	3,42 4,20		

Table 2: Potential window of gel polymer electrolytes with flame retardants



Figure 5: Comparison of ionic conductivity with selected flame retardants



Figure 6: Potential windows of gel polymer electrolytes with selected retardands: a) TEP; b) TBP

4 CONCLUSION

Experimental measurements in this work served as the initial studies on the gel polymer electrolytes with flame retardants. The paper has shown that different concentration of flame retardant in chemical composition of gel polymer electrolyte has a considerable influence on electrochemical and mechanical properties. The best electrochemical and mechanical properties have gel electrolytes with flame retardant TBP, the value of ionic conductivity of these samples were more than 3 mS/cm. The highest ionic conductivity was 5,15 mS/cm (gel polymer electrolyte with 50% TBP). The potential window of this sample was high. Further research will be focused on thermal properties and use of Li-ion cells.

ACKNOWLEDGEMENTS

This work was supported by the grant FEKT-S-17-4595 "Materiály a technologie pro elektrotechniku III" and also sponsored by the NATO Science for Peace and Security Programme under grant 985148.

- Gracheva, I.; Jahn, M.; Sedlaříkova, M.; Vondrák, J. Gel polymer electrolytes with fire retardants. In 38. Nekonvenční zdroje elektrické energie. 1. Hustopeče: Česká elektrotechnická společnost, 2017. s. 145-148. ISBN: 978-80-02-02725-6.
- Jahn, M.; Peterová, S.; Sedlaříková, M.; Vondrák, J.; Veselkova, I. Gel polymer electrolytes for lithium cells based on various methacrylates. In *ECS Transaction. ECS Transactions.* 1. Pennington, New Jersey 08534-2839, USA: The electrochemical society, 2018. s. 123-129. ISBN: 978-1-60768-864-8. ISSN: 1938-5862.
- [3] Masoud E. M.: Citrated porous gel copolymer electrolyte composite for lithium ion batteries application: An investigation of ionic conduction in an optimized crystalline and porous structure. Journal of Alloys and Compounds,
- [4] Shalu, Singh V. K. and Singh R. K., Development of ion conducting polymer gel electrolyte membranes based on polymer PVdF-HFP, BMIMTFSI ionic liquid and the Li-salt with improved electrical, thermal and structural properties. Journal of Materials Chemistry C
- [5] Sigma-Aldrich, A part of Merck [online], http://www.sigmaaldrich.com, 2019.
- [6] Stephan, A. Manuel. Review on gel polymer electrolytes for lithium batteries. *European Polymer Journal* [online]. Science Direct, 2006(42), 21-42 [cit. 2017-03-05]. Dostupné z: http://krc.cecri.res.in/ro_2006/034-2006.pdf
- [7] Veselkova I., Jahn M., Sedlaříková M., Vondrák J.: Electrochemical properties of gel polymer electrolyte with flame retardant using as solvent, In *ECS Transaction. ECS Transactions.* 1. Pennington, New Jersey 08534-2839, USA: The Electrochemical Society, 2018. s. 15-21. ISBN: 978-1-60768-864-8. ISSN: 1938-5862.
- [8] Veselkova, I.; Jahn, M.; Sedlaříková, M.; Vondrák, J. Effect of cross-linking agents and flame retardants on gel polymer electrolyte properties. *ECS Transaction*, 2017, roč. 81, č. 1, s. 41-46. ISSN: 1938-6737.

EFFECTS OF LAYERED STRUCTURES ON ELECTROSTA-TIC PHENOMENA

David Veverka

Doctoral Degree Programme (4), FEEC BUT E-mail: xvever05@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Jiří Háze

E-mail: haze@feec.vutbr.cz

Abstract: This paper describes experiments with and practical applications of multilayered closed structures made from composite materials on electrostatic phenomena, mainly on the discharge of charged surface inside of such structure. Practical application of these findings is in a possible useful method of effective grounding of electrostatic charge accumulated on surfaces in industry.

Keywords: ESD discharge, Multilayered structure,

1 INTRODUCTION

The inspiration for this paper came from 30 years of research done by a man named Wilhelm Reich. He lived in the same period as Nikola Tesla and some of his experiments adopt the same approach as him. The discovery of the composite structure which is being described in this paper was by an accident. It was originally used for possible confinement of visible radiation emitted by biological cultures [3]. Eventually various effects have been discovered inside of the composite structure. For example, longer discharge times of a charged electrometer inside of the structure, constant temperature gradient under specific conditions [4], increased growth of plants and sprouting of seeds and increased absorption of UV radiation by water.

The effect of the longer discharge times of the electrometer have possible application in microelectronics from the point of view of electrostatic charge accumulated on the surfaces. The experiments conducted with the composite structure and its effects on the discharge times of the electrometer are described here. Based on the results, a prototype of a system that is able to conduct electrostatic charge from the surfaces has been created.

Theoretical background and mathematical models of the structure behavior is currently being formulated to better explain the effects that take place inside of it. The same applies for the prototype for conduction of electrostatic charge.

2 ACCUMULATOR WITH A COMPOSITE STRUCTURE

First the effects taking place inside of the accumulator should be described. The simplest experiments with the accumulator are done using a simple electrometer. This structure consists of a case and an electrode which are isolated from one another. When a charge is transferred to the electrode, the movable part is repelled because same charge is on both parts of the electrode. The electrometer used in these experiments was a Kolbe type manufactured by company Phywe. It is shown in figure 1.



Figure 1: Used Kolbe electrometer [1]

In theory, when the electrometer is charged, it slowly loses its charge thanks to the free ions in the air around it. Eventually the electrometer discharges completely. Structure around it should have no or minimal effect on the discharge times. However, when the charged electrometer is put inside of the layered accumulator, its discharge time can be up to 5 times longer than when it is left outside. This effect is present even when the layered structure is not fully closed. The discharge times are not as long as with fully closed one.

This experiment has been repeated several times to confirm the existence of the above described effect. It has been tested on several places in Czech Republic as well as abroad, particularly in Switzerland. The results can be seen in the table 1.

Experiment	Time of	Temperature	Humidity	Time outside	Time inside
I · · · ·	measurement	[°C]	[%]		
1	11:23	17,3	43	38:23	48:47 (1,26x cube)
2	16:25	15,9	43-52	20:49/36:54	1:27:27(4,3x egg), 55:46 (1,49x, cube)
3	17:24	18,6	42-46	20:28	26:01 (1,29x, cube)
	17:55	17,5	46-54	11:22	17:18 (1,54x, egg)
4	18:10	24,0	23-32	42:20/41:34	43:53 (1,07x, egg), 35:20 (0,85x, cube)
	19:11	19,3	32-52	19:30/6:16	37:37 (1,94x, egg),
	20:25	19,0	52-58	16:51	Not measurable
5	16:04	21,3	30-45	8:58	24:35 (2,66x, egg)
	16:39	20,2	45-49	14:33	22:28 (1,57x, egg)

Table 1: Examples of measured times of discharge inside and outside of various structures

It has to be mentioned that relative air humidity has considerable effect on the discharge of the electroscope. If the humidity is higher than 50 %, the effect is entirely non existent and the electroscope discharges almost the same inside and outside of the accumulator.

The best result was measured when the measurements took place 1,860 meters above sea level in Swiss mountains. When there was no smog from the valley presents at this altitude, the discharge time was 4,3x times longer inside the accumulator compared to the outside.

3 PARTICULAR REALIZATION

The accumulator consists of a composite structure made mostly from a combination of organic dielectric layers and metallic layers. There are many possibilities of such materials so the particular combinations which were used are mentioned. There are some requirements on the layered structure:

- 1. The materials used should not be solid one piece,
- 2. The metallic material has to be weakly magnetic,
- 3. The layers should be as narrow as possible in order to amplify the effects,
- 4. Mostly naturally occurring materials should be used.

The possible layered structure is shown in picture 2. Several variants have been tested with various results. First the solid materials were used. Rounded structure from a combination of beeswax and cast iron has been tested.



Figure 2: Basic concept of the composite structure [2]

The practical realization is shown in the picture 3. It has been observed that the solid materials do not produce very strong effect and if so, then only in very clean environment free of electromagnetic smog. This fact has been discovered by repeating experiments with discharging the electrometer inside and outside of the structure. The dimensions of the cube structure are 30x30x30 cm. The egg structure has 35 cm in height and 25 cm in width.


Figure 3: Practical realization of composite structure using steel wool and cork plates coated in beeswax

By completing these experiments, it has been shown that the effects are in fact present. Other prototypes have been made using different combination of materials. Instead of beeswax covered cork plates, merino wool has been used as the organic layer. Very fine steel wool has been used as a metallic layer. This adjustment has shown almost 80% increase in discharge times and better performance in environment with higher concentration of electromagnetic smog.

4 PRACTICAL USAGE

Another prototype has been developed using the results from the experiments with the first accumulators. The accumulative properties of the layered structure were tried to be used for conducting of electrostatic charge from the charged electrometer. The experiment was done inside of Faraday cage at VUT Brno. All the free ions have been sucked out of the room using a copper sphere connected to AC voltage source so the experiment was conducted in ion free environment. The electroscope was connected over the grounding socket to nano amper meter which was then connected to the ground. The block schematic is shown in figure 4. The particular realization is shown in figure 5.



Figure 4: Block schematic of the used circuit

The expected behavior was that the electroscope is going to discharge much longer inside the ion free environment. This was confirmed to be true. The discharge was expected to be shorter when the prototype antenna was pointed towards the electrode of the electroscope. However, the result was opposite than was expected. The discharge time was actually almost two times longer. It took 2

hours and 35 minutes to discharge the electrometer without the influence of the antenna and 4 hours and 1 minute with the influence of the antenna. There was a constant current of 30 nA drawn from the earth socket which flown towards the electrometer. The chassis of the electrometer was constantly recharged by this current. Thanks to this fact, the electrometer discharged much longer than was expected.



Figure 5: Layout of the experiment inside of Faraday cage

5 CONCLUSION

In this paper, a set of 80 experiments is described using composite enclosed structures, inside of which longer discharge of charged electrometer occurs. The phenomena of longer discharge times has been extensively tested in various environments and environmental conditions. It has been proven that this effect really exists inside of such structure. Consequently, the effects produced by the composite structure has been used for creating a prototype for conducting electrostatic charge from a charged electrometer. The results have shown that the charge is indeed conducted and the prototype is currently further developed. Also, a mathematical model of the effects in the composite structures as well as the functionality of the prototype antenna is being currently formulated.

- [1] Electroscope, Kolbe type, Electrometer. In: *Phywe Excelence in Science* [online]. Germany: PHYWE Systeme GmbH und Co., 2018 [cit. 2019-03-15]. Dostupné z: https://www.phywe.com/en/electroscope-kolbe-type-electrometer.html
- [2] Reichs Orgone accumulator Box. In: *Orgonite Info* [online]. Germany: Orgonite Info, 2018 [cit. 2019-03-15]. Dostupné z: http://www.orgoniteinfo.com/what-is-orgonite.php
- [3] REICH, Wilhelm, EDITED BY MARY HIGGINS AND CHESTER M. RAPHAEL a TRANSLATED FROM THE GERMAN BY DEREK AND INGE JORDAN. *The bion experiments on the origin of life*. New York: Farrar, Straus, Giroux, 1979. ISBN 978-037-4514-464.
- [4] DEMEO, James. Experimental confirmation of the Reich Orgone accumulator thermal anomaly. Subtle Energies and Energy Medicine [online]. 2009, 20(3), 17-32 [cit. 2017-04-26]. Dostupné
 https://www.academia.edu/3677742/Experimental_Confirmation_of_the_Reich_Orgone_Ac cumulator_Thermal_Anomaly

INFLUENCE OF AMBIENT ATMOSPHERE TO ACTIVE MA-TERIAL OF DISASSEMBLED LI-ION ACCUMULATOR

Katerina Karmazinova

Doctoral Degree Programme (1.year), FEEC BUT E-mail: xkarma07@vutbr.cz

Supervised by: Tomas Kazda

E-mail: kazda@feec.vutbr.cz

Abstract: At the present time the worldwide hot topic is recycling. How to deal with the product at the end of its life cycle? This paper is focused on recycling of active cathode material of lithiumion accumulators. The research considers the influence of ambient atmosphere on different types of lithium-ion accumulators within a time period. As the recycling method was chosen the solvent extraction. The results show a comparison of two the most common used cathode materials for lithium-ion accumulators – $LiCoO_2$ and $LiMn_{1/3}Ni_{1/3}Co_{1/3}O_2$. At the forefront is the time period from disassembly the lithium-ion accumulator to extract cathode active material without structure changes due to the effect of the air atmosphere.

Keywords: Lithium-ion, LIBs, Recycling, Cathode, Active material, Battery, Accumulator, Solvent extraction, XRD analyze

1 INTRODUCTION

The lithium-ion batteries are currently the most used source of electric energy for portable electronic devices, electric vehicles or energy smart storage systems. With rising consumption of lithiumion batteries go hand in hand the question of the end of their life cycle. Recycling is on the front burner also because the Earth's sources are not unlimited and this has to be considered in every respect. From the point of LIBs recycling are highly valued contained heavy metals (as Nickel, Cobalt, Manganese). However, for absolute recycling, we also have to focus on active material and separation of lithium from this type of accumulators. Due to the different materials used and the complexity of the traction batteries, the development of recycling processes is a complex task that requires the interaction of different disciplines. Combination of mechanical, fluid process engineering and hydrometallurgical methods are used to achieve the highest possible recovery rates. Using the approach to recover as many recyclable materials with high yields as possible a high efficiency of the method can be achieved.

Commercial methods for recycling lithium-ion accumulators are based on pyrometallurgical process. During this process, the disassembled battery is subjected to high-temperature smelting procedures to recover cobalt and nickel as alloys, but this process does not lead to the recovery of lithium active material from the battery. For recovery lithium active material the several hydrometallurgical processes exist, although they are not used in the commercial sphere. The main problem, as written above, is the complexity of lithium-ion accumulators. For commercially viable process is necessary to optimize the whole recycling method that is able to use regardless of the type of cathode active material in lithium-ion accumulator.

This work follows on from diploma thesis "Possibilities of lithium-ion accumulators recycling" that was focused on an overview of existing methods of recycling and recycling of cathode material.

2 BATTERIES AGEING PROCESS

The lithium-ion battery works on ion movement between the positive and negative electrodes. In theory, such a mechanism should work forever, but cycling, elevated temperature and aging decrease the performance over time. These factors lead to material degradation which goes hand in hand with a decrease of sufficient battery capacity. Manufacturers take a conservative approach and specify the life of Li-ion in most consumer products as being between 300 and 500 discharge/charge cycles. After this number of the cycle the capacity decrease on 80-60% of their original capacity and for majority application this is insufficient. For example, this number of cycles reaches a regular cell phone user after two or three years of using a cell phone. However, performing real-life aging tests for every single application is an expensive and time-consuming process which cannot be done in every case. To achieve credible results all tested batteries were connected to the multi-channel potentiostat (Biologic VMP3) and analyzed by electrochemical methods - cyclic voltammetry (CV), galvanostatic cycling (GCPL), electrochemical impedance spectroscopy (EIS), then accelerated aging process of 300 cycles galvanostatic cycling was carry out. A potential window was set in the range specified in the datasheet of the tested battery. Charge/discharge current was set to 2 C provided an appropriate load. After cycling battery was again analyzed and then completely discharged.

On the following graphs is shown the decrease of capacity of Panasonic NCR18650RX Li-ion accumulator during galvanostatic cycling with charge/discharge current set to 2 C and potential window in the range of 2.75 - 4.2 V. Parameters of this battery stated in the datasheet are in Table 1.



Figure 1: Battery characteristics during cycling

Before the beginning of the recycling process is important to completely discharge the accumulator. There is a risk of ignition during disassembly. Then each part of the accumulator can be recycled.

3 SOLVENT EXTRACTION

Dominated processes for recycling accumulators include the process of solvent extraction also known as liquid-liquid extraction, which increases the efficiency of metals recovery ratio. The process consists of the weakening of adhesive bonds of binder which are used to attach active material of electrodes to the current collector. During this process is necessary to choose the right organic solvent which is able to decompose binder as polyvinylidene fluoride or polytetrafluoroethylene.

For that application was chosen environment-friendly agent dimethyl sulfoxide (DMSO). Dimethyl sulfoxide is an apolar protic solvent that is generally used as a reaction medium and reagent in organic reactions. DMSO is well-nigh non-toxic and affordably priced in comparison with other commonly used solvents NMP (N-Methyl-2-pyrrolidone). The process has to be fully controlled

because each binder or each type of cathode has a different time to break down the adhesive bonds between aluminum foil and cathode material.

4 RESULT AND DISCUSSION

Obtained material from solvent extraction was dried overnight, pulverized in a ball mill and left in the ambient atmosphere. The prepared cathode material was separated into several samples that were continuously analyzed by XRD. For this research was used two types of cathode material for Li-ion accumulators. The influence of ambient atmosphere to degradation of active cathode material was investigated during measurements of samples for research recycling process of LiCoO₂ cathode material. It led to thinking if other types of commonly used lithium-ion cathode materials undergo the same range of degradation in the ambient atmosphere.

4.1 LiCoO₂ CATHODE MATERIAL

The LiCoO₂ active material was extracted from prismatic Li-ion accumulator. The XRD analysis was carried out within 24 hours and 4 weeks from accumulator disassembly. As shown in the following figures it was observed the material degradation. In time 24 hours after disassembly, the active material consists of pure LiCoO₂. The remeasure was performed after 4 weeks. The results (Figure 2) compare the XRD results. There are changes in the high and the positions of peaks. After 4 weeks was detected 91.02 % Li_{0,35}CoO₂ and 9.0 % Co₃O₄.



Figure 2: LiCoO₂ active material XRD analyze within 24 h. and after 4 weeks after extraction

The EDS analyze was also performed in that time period. And as shown on following pictures some structural changes are visible. Both examples have laminar structure, but in accordance to representation of detected elements of EDS analyze there are elements changes (Table 2.).



Figure 3: Electron microscope TESCAN VEGA3 - LiCoO₂ active material analyzed a) 24hours after extraction b) 4 weeks after extraction

Element	AN	Series	Norm. C [wt.%]		Atom. C [a	at.%]	Error (3 Sigma) [wt.%]		
			24h. after	4.week after	24h. after	4.week after	24h. after	4.week after	
Carbon	6	K-series	11.51	8.38	24.12	19.77	5.46	4.27	
Oxygen	8	K-series	33.20	28.07	52.25	49.69	12.57	10.78	
Cobalt	27	K-series	55.29	63.55	23.63	30.54	4.57	5.25	

 Table 2:
 Comparison of EDS analysis of material 24 hours and 4 weeks after extraction

4.2 $LiMn_{1/3}Ni_{1/3}Co_{1/3}O_2$

This is the currently most used type of active material in Li-Ion accumulators. The $LiMn_{1/3}Ni_{1/3}Co_{1/3}O_2$ active material was extracted from cylindric NCR 18650XR Li-ion accumulator.

The XRD analyze was performed within time period from 24 hours, to 20 days after disassembly. As is shown on figure, in comparison with LiCoO₂, the active material is not so influenced by the environment. During 20 days, when the material was exposed to the ambient environment and after remeasure, the composition of the material was not changed. The energy-dispersive spectroscopy of the sample (Figure 4) was performed on the cathode before extraction from aluminum foil. Electrode contain Ni, Mn, Co, conducting carbon and also elements from binder and electrolyte such as P and F.



Figure 4: EDS analysis of cathode before process of solvent extraction



Figure 5: Comparison of XRD of active material LiMn_{1/3}Ni_{1/3}Co_{1/3}O₂ within time period

5 CONCLUSION

From the research that has been up to now performed, we can conclude that different type of cathode active material could be affected by the ambient atmosphere and other type is more stable in the surrounding environment. Until now the LiCoO₂ and LiMn_{1/3}Ni_{1/3}Co_{1/3}O₂ active cathode materials were tested within the time period to influence of the ambient atmosphere. LiCoO₂ undergo degradation in the environment. The origin chemical composition has changed with realizing the amount of Co₃O₄. Instead of this, the LiMn_{1/3}Ni_{1/3}Co_{1/3}O₂ active cathode material does not change the chemical composition within 20 days after disassembly, so the process of next recovery can lead to better quality recycled cathodes. According to observed results is for finding comprehensive recycling process for lithium-ion accumulators necessary to know the exact battery composition and optimize the process of active material extraction.

ACKNOWLEDGMENT

This work was supported by the Internal Grant Agency of the Brno University of Technology, grant No. FEKT-S-17-4595.

- Karmazínová K., Kazda, T., Jandova, K., Li-Ion Batteries Recycling Processes & Technologies, ECS Trans. 2017 81(1): 255-260; doi:10.1149/08101.0255ecst
- [2] Conte, M., Conte, F.V., Bloom I., Morita, K., Ikeya T., Belt, J., Ageing Testing Procedures on Lithium Batteries in an International Collaboration Context; World Electric Vehicle Journal Vol. 4 - ISSN 2032-6653, 2010 WEVA p. 335-336
- [3] Swain, B., Recovery, and recycling of lithium: A review. Separation and Purification Technology [online]. 2017, 172, 388-403; DOI: 10.1016/j.seppur.2016.08.031.; ISSN 13835866.
- [4] Whittingham, M. ,Lithium Batteries and Cathode Materials. Chemical Reviews [online]. 2004, 104(10), 4271-4302, DOI: 10.1021/cr020731c. ISSN 0009-2665.

HYDROGEN PEROXIDE SENZING BY DICHALKOGENIDE QUANTUM DOTS PREPARED BY LPE

Radim Zahradníček

Doctoral Degree Programme (4), FEEC BUT E-mail: xzahra27@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Zdenka Fohlerová and Jaromír Hubálek

E-mail: zdenka.fohlerova@ceitec.vutbr.cz

E-mail: hubalek@feec.vutbr.cz

Abstract: Signalling molecules such as hydrogen peroxide (H_2O_2) play crucial role in cellular metabolism. Under pathological conditions, the cell is unable to control enzymatic conversion H_2O_2 into water and oxygen. This fail in cell metabolism could lead to damage of cell. Thus produced H_2O_2 is presented at a nanomolar scale and currently there is a lack of suitable electrochemical sensors for its sensitive detection. Modification of screen printed electrodes (SPE) with 2D-nanomaterial quantum dots prepared by Liquid Phase Exfoliation (LPE). MoS_2 , $MoSe_2$, WS_2 and WSe_2 compounds were used for this purpose. Such modified electrodes were characterized and optimized for hydrogen peroxide detection.

Keywords: QUANTUM DOTS, DICHALCOGENIDES, LPE, HYDROGEN PEROXIDE, SENS-ING, SCREEN PRINTED ELECTRODES

1 INTRODUCTION

Free oxygen radicals (ROS) play an important role in cell metabolism as signalling molecules. The imbalance between the production of reactive metabolites and the antioxidant capacity of organism can lead to DNA damage and the development of a variety of diseases including tumours, diabetes, Parkinson's or Alzheimer's disease [1]. Hydrogen peroxide is converted into water and oxygen when physiological conditions go (work) correctly, on the other side pathological conditions lead to damage of cell structures by oxidizing them. Thus, sensitive measurement of peroxide concentration at very low concentrations (nM) is still challenging and beneficial in terms of studying physiological and pathological cellular processes. Today's approaches to measuring hydrogen peroxide most often include optical methods including fluorimetry [2], spectrophotometry [3], microscopy [4], and electrochemical [5,6]. The development of electrochemical biosensors delivers the benefits of high sensitivity, selectivity, rapid response, low cost and miniaturization [7]. In addition, hydrogen peroxide can be measured directly by amperometric detection. The effect of interferences in complex samples also led to the construction of biosensors with semipermeable membranes [8], redox mediators [9,10] or selective electrocatalysis [11], thereby increases of selectivity and sensitivity to measured redox analytes. The trend in the development of nanotechnologies then gradually led to modifications of electrochemical biosensors using metal nanoparticles [7,12,13], carbon nanomaterials [14-16] or other metal oxide nanostructures [17-19], due to their unique electrical and catalytic properties and stability. However, to date, hydrogen peroxide has been detected electrochemically only in sub-micromolar amounts, which is insufficient to measure the nanomolar concentration of peroxide released from cells. High sensitivity of the biosensors has been achieved with the enzyme horseradish peroxidase [22], mediators [10], and metal nanoparticles [13] which have the disadvantages of reduced operational stability and cost increases. Therefore, new approaches are sought to ensure high stability of biosensors, excellent catalytic effects, high sensitivity, simplicity of preparation, for example in the use of transition metal dichalcogenides. Some dichalcogenides, due to their similarity to graphene, gain weight in the field of nanoelectronics and optoelectronics. However, in the field of biosensors molybdenum disulfide [23,24] and tungsten disulphide [24] are the most studied, whereas only disulphide molybdenum nanoparticles have been used to construct cellular biosensors. Due to the excellent catalytic properties of molybdenum disulphide a sensitive measurement of hydrogen peroxide was obtained after stimulation of the cells in nanomolar concentration. For this reason, there is a great potential for the study of other dichalcogenides (tungsten diselenide, molybdenum diselenide) in the area of not only cellular biosensors and their comparison of catalytic properties. In this paper, the detection of hydrogen peroxide was investigated with adjusting the screen printed electrode (SPE) by quantum dots of MoS₂, MoSe₂, WS₂, and WSe₂ prepared by liquid phase exfoliation and the most suitable material was determined.

2 EXPERIMENTAL

2.1 QUANTUM DOTS PREPARATION

The expanded dichalcogenides MoS_2 , $MoSe_2$, WS_2 and WSe_2 were weighed 30 mg and mixed with 10 ml N-methyl Pyrolidone (NMP). The resulting mixture was placed in an ultrasonic bath with power 50W and frequency 37 kHz for 9 hours. When sonication was complete, the mixture was left to settle overnight, after which 80% of the supernatant was collected. This supernatant was then placed in a centrifuge and spun at 4000rpm for 40 minutes to sediment the remaining impurities. The final preparation step was to filter the supernatant through a 450 nm filter.

2.2 QUANTUM DOTS CHARACTERIZATION

The height and size of individual quantum dots were characterized by atomic force microscopy (AFM) on a Dimension Icon from Bruker Corporation. The measurement was performed in semicontact mode using the Scan Asyst tip, which allows very accurate semi-automatic measurement with atomic resolution. The data were processed in Gwiddion software. A thermogravimetric method (TGA) was used to determine the concentration of individual quantum particle solutions. The essence of the thermogravimetric method is a very accurate mass measurement during gradual evaporation of the carrier liquid. Due to the use of NMP which have a high evaporation point, the end temperature of the experiment was set to 200 °C. The entire measurement process took 65 minutes with a heating rate of 10 °C per minute.

2.3 CYCLIC VOLTAMMETRY MEASUREMENT

Screen printed electrodes modified with individual quantum dots were characterized by cyclic voltammetry in terms of oxidation and reduction properties. The measurement setting was from -700 to 1000 mV. Prior to the measurement, the individual electrodes were voltammetrically activated in Phosphate-buffered saline solution with 0.1 M NaCl. Upon activation, an amount of hydrogen peroxide was added to the solution to form a 5 mM mixture in which the measurement was performed. A clean electrode was also measured to compare it with the modified one.

3 RESULTS

Quantum dots from MoS₂, MoSe₂, WS₂ and WSe₂ used for electrode modification were prepared by exfoliation in liquid NMP. The concentration of nanoparticles in NMP solution was determined from TGA measurements. The nanoparticle concentration in NMP was 0.5 mg/ml for MoS₂, 1.21 mg/ml for MoSe₂, 0.2 mg/ml for WS₂, and 0.8 mg/ml for WSe₂. Measurement of AFM of individual quantum dots showed strong polydispersity of the prepared particles, see Figure 1.



Figure 1: AFM measurements of LPE quantum dots from a) MoS₂, b) MoSe₂, c) WS₂ and d) WSe₂.

The particle size ranged from 10-50 nm for MoS_2 , 30-60 nm for MoS_2 , 10-60 nm for WS_2 , and 30-80 nm for WSe_2 . The height of the prepared particles ranged from 2 to 8 nm, which corresponds approximately to 2 to 8 monolayers. The nanoparticles prepared in this way were used to modify the platinum electrode using the drop casting method. This method involved applying 10 μ l of nanoparticle solution onto the electrode for 24 hours. After this time, the electrode was washed with ultrapure water from the residual solution. For the detection of 5 mM hydrogen peroxide, the cyclic voltammetry (CV) method was used. Voltammogram and graph of each material current density peak with size distribution of used material is shown in Figure 2.



Figure 2: a) Voltammogram of 5 mM H₂O₂ with clear and modified electrodes with b) current density peaks with size distribution of used material.

The obtained data show highest reduction and oxidation peak for WS_2 quantum dots. WSe_2 exhibited almost same oxidation peak as WS_2 . Both materials exhibit highest current densities than the rest of tested electrodes. Size particle distribution don't correlate with current density peaks results probably due to strong polydispersity of prepared dichalcogenides quantum dots.

4 CONCLUSION

In the initial research on the detection of hydrogen peroxide by quantum dots from dichalcogenides, the following results were obtained:

- 1. WS₂, WSe₂, MoS₂, MoSe₂ quantum dots were prepared by LPE.
- 2. AFM shown polydispersity in size (10-80 nm) and height (3 8 nm) for all quantum dots.
- 3. Modified electrode with WS₂ showed highest oxidation and reduction peak.
- 4. The oxidation peak was very height not only for WS_2 , but also for WSe_2 modified SPE.
- 5. To ensure this effect is not caused by the stabilization solvent, measurements with NMP only were done.

From the obtained data can be seen that the most suitable material from the tested dichalcogenes is tungsten sulphide, which showed better detection values of hydrogen peroxide than others. Due to the large polydispersity of the quantum dots obtained, it is not possible to say unequivocally which nanoparticle size is the most suitable for the detection of hydrogen peroxide. To determine this relationship, follow-up research is needed to reduce polydispersity and affect the detection properties of WS_2 .

ACKNOWLEDGEMENT

The research received support from the Ministry of Education, Youth and Sports of the Czech Republic under project INWITE (LO1401). This research has also been financially supported by the Specific University Research grant of Brno University of Technology, FEKT/STI-J-18-5354. Further, the paper was supported from project No. FEKT-S-17-3934, Utilization of novel findings in micro and nanotechnologies for complex electronic circuits and sensor applications. For the actual research, the infrastructure of the SIX Center was used.

- [1] RONG, L. et al. Hydrogen peroxide detection with high specificity in living cells and inflamed tissues. Regenerative Biomaterials, 2016, sv. 3, č. 4, s. 217-222. ISSN 2056-3418 2056-3426.
- [2] BELOUSOV, V. V. et al. Genetically encoded fluorescent indicator for intracellular hydrogen peroxide. Nature Methods, 2006, sv. 3, s. 281.
- [3] MATOS, R. C. et al. Peroxidase immobilized on Amberlite IRA-743 resin for on-line spectrophotometric detection of hydrogen peroxide in rainwater. Talanta, 2006, sv. 69, č. 5, s. 1208-1214. ISSN 0039-9140.
- [4] SRIKUN, D. et al. Organelle-Targetable Fluorescent Probes for Imaging Hydrogen Peroxide in Living Cells via SNAP-Tag Protein Labeling. Journal of the American Chemical Society, 2010, sv. 132, č. 12, s. 4455-4465. ISSN 0002-7863.
- [5] SHAN, C. et al. Graphene/AuNPs/chitosan nanocomposites film for glucose biosensing. Biosensors and bioelectronics, 2010, sv. 25, č. 5, s. 1070-1074. ISSN 0956-5663.
- [6] WEN, Z. et al. Pt Nanoparticles Inserting in Carbon Nanotube Arrays: Nanocomposites for Glucose Biosensors. The Journal of Physical Chemistry C, 2009, sv. 113, č. 31, s. 13482-13487. ISSN 1932-7447.
- [7] PINGARRÓN, J. M. et al. Gold nanoparticle-based electrochemical biosensors. Electrochimica Acta, 2008, sv. 53, č. 19, s. 5848-5866. ISSN 0013-4686.
- [8] KULKARNI, T. a SLAUGHTER, G. Application of Semipermeable Membranes in Glucose Biosensing. Membranes, 2016, sv. 6, č. 4, s. 55. ISSN 2077-0375.

- [9] WENDZINSKI, F. et al. Highly sensitive determination of hydrogen peroxide and peroxidase with tetrathiafulvalene-based electrodes and the application in immunosensing. Biosensors and bioelectronics, 1997, sv. 12, č. 1, s. 43-52. ISSN 0956-5663.
- [10] LYON, J. L. a STEVENSON, K. J. Picomolar Peroxide Detection Using a Chemically Activated Redox Mediator and Square Wave Voltammetry. Analytical chemistry, 2006, sv. 78, č. 24, s. 8518-8525. ISSN 0003-2700.
- [11] OJANIA, R. et al. Electrocatalytic oxidation of hydrogen peroxide using iodide as mediator; application for its simple and selective determination. Journal of the Chinese Chemical Society, 2010, sv. 57, č. 5A, s. 1042-1049. ISSN 2192-6549.
- [12] CHEN, S. et al. Electrochemical sensing of hydrogen peroxide using metal nanoparticles: a review. Microchimica Acta, 2013, sv. 180, č. 1, s. 15-32. ISSN 1436-5073.
- [13] KARAM, P. a HALAOUI, L. I. Sensing of H2O2 at Low Surface Density Assemblies of Pt Nanoparticles in Polyelectrolyte. Analytical chemistry, 2008, sv. 80, č. 14, s. 5441-5448. ISSN 0003-2700.
- [14] WANG, J. Carbon- nanotube based electrochemical biosensors: A review. Electroanalysis, 2005, sv. 17, č. 1, s. 7-14. ISSN 1521-4109.
- [15] XU, F. et al. Graphene–Pt nanocomposite for nonenzymatic detection of hydrogen peroxide with enhanced sensitivity. Electrochemistry Communications, 2011, sv. 13, č. 10, s. 1131-1134. ISSN 1388-2481.
- [16] SANTHOSH, P. et al. Fabrication of a new polyaniline grafted multi-wall carbon nanotube modified electrode and its application for electrochemical detection of hydrogen peroxide. Analytica Chimica Acta, 2006, sv. 575, č. 1, s. 32-38. ISSN 0003-2670.
- [17] LIU, M. et al. Graphene wrapped Cu2O nanocubes: Non-enzymatic electrochemical sensors for the detection of glucose and hydrogen peroxide with enhanced stability. Biosensors and bioelectronics, 2013, sv. 45, s. 206-212. ISSN 0956-5663.
- [18] BATCHELOR-MCAULEY, C. et al. The use of copper(II) oxide nanorod bundles for the nonenzymatic voltammetric sensing of carbohydrates and hydrogen peroxide. Sensors and Actuators B: Chemical, 2008, sv. 135, č. 1, s. 230-235. ISSN 0925-4005.
- [19] RAHMAN, M. M. et al. A comprehensive review of glucose biosensors based on nanostructured metal-oxides. Sensors, 2010, sv. 10, č. 5, s. 4855-4886.
- [20] WANG, T. et al. Biosensor based on ultrasmall MoS2 nanoparticles for electrochemical detection of H2O2 released by cells at the nanomolar level. Analytical chemistry, 2013, sv. 85, č. 21, s. 10289-10295. ISSN 0003-2700.
- [21] YU, B. et al. Preparation of reduced graphene oxide decorated with high density Ag nanorods for non-enzymatic hydrogen peroxide detection. Rsc Advances, 2013, sv. 3, č. 34, s. 14303-14307.
- [22] RAZOLA, S. S. et al. Hydrogen peroxide sensitive amperometric biosensor based on horseradish peroxidase entrapped in a polypyrrole electrode. Biosensors and bioelectronics, 2002, sv. 17, č. 11, s. 921-928. ISSN 0956-5663.
- [23] KALANTAR-ZADEH, K. a OU, J. Z. Biosensors Based on Two-Dimensional MoS2. ACS Sensors, 2016, sv. 1, č. 1, s. 5-16.
- [24] PUMERA, M. a LOO, A. H. Layered transition-metal dichalcogenides (MoS2 and WS2) for sensing and biosensing. TrAC Trends in Analytical Chemistry, 2014, sv. 61, s. 49-53. ISSN 0165-9936.

INFLUENCE OF AMBIENT TEMPERATURE ON ELECTRO-CHEMICAL PARAMETERS OF LITHIUM-SULFUR BATTERIES

Kamil Jaššo

Doctoral Degree Programme (3), FEEC BUT E-mail: xjasso00@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Tomáš Kazda

E-mail: kazda@feec.vutbr.cz

Abstract: With the increasing popularity of electric vehicles, the demand for their range is increasing and thus demand for the batteries that power them. Range of current electric vehicles using Li-ion battery technology is around 250 miles (400 km). In the case of use of new prospective next-gen batteries such as Lithium-sulfur (Li-S) range of the electric vehicle may be doubled or even tripled. However, there are many challenges ahead of using these batteries in electric vehicles. Since the batteries in electric vehicles are largely affected by ambient temperature, this article deals with researching the effect of ambient temperature on lithium-sulfur batteries.

Keywords: Accumulator, Battery, Cathode, Li-ion, Li-S, Lithium, Lithium-ion, Lithium-sulfur, Sulfur, Temperature

1 INTRODUCTION

To increase the demand and acceptance of electric vehicles (EV's) among the public, there is a need to overcome two major shortcomings: insufficient range and expensive purchase price. Since the driving range of electric vehicles is highly dependent on their energy storage, there is a demand for a low cost and safe battery system with high specific energy.

Currently, the range of most popular electric vehicle (Tesla Model S) is around 250 miles (c. 400 km) when using an 80 kWh Li-ion battery pack. The 80 kWh battery pack of Tesla S contains around 7000 NCA¹ cells and weights approximately 500 kg which gives specific energy around 160 Wh/kg. In the case of replacement of Li-ion batteries with their Li-S dimensional equivalents, whose current specific energy is estimated around 500Wh/kg, theoretically the range of electric vehicles should triple. Moreover, since most of the Li-S battery materials are abundant, this technology has the potential of being cheaper than Li-ion batteries. Since the Li-S battery potentially fulfills all requirements for the EV batteries, it is a prospective replacement of the current Li-ion battery technology.

However, lithium-sulfur battery technology is still in research phase and before deployment to the commercial sector, certain shortcomings need to be overcome. Among the biggest shortcomings of this technology are the large volume change during cycling and the loss of capacity caused by the dissolution of some of the cycling intermediates in the electrolyte and their subsequent deposition on the negative electrode. As a result, there is a constant decrease in capacity during cycling. This decrease is highly dependent on the conditions of cycling of the battery and external conditions. Given that electric vehicles must endure different conditions during their operation, it imposes a high requirement on their batteries.

¹ Li-ion battery with LiNiCoAlO₂ electrode

2 ELECTROCHEMISTRY OF LITHIUM-SULFUR ACCUMULATOR

A typical lithium-sulfur battery is composed of metallic lithium on the side of negative electrode and sulfur-containing cathode material on the side of positive electrode. Due to the use of electrodes with high theoretical capacities (Lithium – 3860 mAh/g, Sulfur – 1672 mAh/g) and average working voltage of ca. 2.1 V, Li-S is a good candidate for high specific energy battery system. Sulfur has the great variety of molecular forms; therefore, the allotropy of sulfur is complex. The most wide-spread and most stable allotrope of sulfur in nature is the orthorhombic α -form S₈ molecule (cyclo-octasulfur) in the shape of a ring or "crown". The α -form S₈ has a density of 2.069 g/cm³ and is a great electrical insulator. Since sulfur is an insulator and therefore has weak conductivity (1x10⁻¹⁵ S/m), the cathode material must contain a conducting element (most commonly carbon) and hence a binder (most commonly PVDF²). [1][2]

Unlike lithium-ion batteries, which are working on the principle of the intercalation process, the lithium-sulfur battery is the conversion type of the battery, thus its discharging and charging process involve electrochemical reactions. During discharging, the sulfur molecule (α -form S_8) reacts with lithium ions by a two electron reduction process to form a polysulfide intermediates (Li_2S_x , $2 \le x \le 8$) and to generate lithium sulfide (Li_2S) as the final element of the discharge reaction.[2]

The negative electrode reaction:

$$2Li \leftrightarrow 2Li^+ + 2e^- \tag{1}$$

The positive electrode reaction:



Figure 1: A typical discharge-charge voltage spectrum of Li-S cell

Figure 1 shows a typical discharge and charge characteristic of Li-S cell, which is divided into four reduction regions. In the first region. a solid-liquid reduction occurs from elemental α -form S₈ to Li₂S₈, forming the first upper plateau (at 2.2 – 2.3 V). However, liquid Li₂S₈ dissolves into electrolyte to become a liquid electrode, which leaves numerous voids in the positive electrode material. [3]

$$2Li^+ + S_8^{2-} \to Li_2 S_8 \tag{3}$$

In the second region, a liquid-liquid reduction from Li_2S_8 to lower polysulfides occurs, during which voltage declines and electrolyte viscosity gradually increases while the polysulfides chain length

² PVDF – Polyvinylidene fluoride

shortens. Electrolyte reaches a maximum viscosity at the end of the region. This region together with first region shows the highest shuttle effect during which Li-S cell suffers from the highest self-discharge. [3]

$$Li_2S_8^{2-} + 2Li^+ \to Li_2S_n + Li_2S_{8-n}$$
 (4)

Third region represent liquid-solid reduction from low-order polysulfide chains to insoluble Li_2S_2 or Li_2S and second lower potential plateau is formed (at 1.9 - 2.1 V). These reactions mostly contribute to the resulting capacity of Li-S cell. [3]

$$2Li_2 S_n^{2-} + (2n-4)Li^+ \to nLi_2 S_2 \tag{5}$$

$$Li_2S_n^{2-} + (2n-2)Li^+ \to nLi_2S$$
 (6)

In last region, there is a solid-solid reduction during which last residues of Li_2S_2 reduce to Li_2S . This reduction suffers from high polarization due to the insulant and insoluble nature of Li_2S_2 and Li_2S and is kinetically slow. If reactions (6) are predominant in the third region, the cell reaches a higher capacities and last region becomes very short or even vanishes. [3]

Some of intermediates, which dissolves in the electrolyte are deposited on the surface of the metallic lithium counter-electrode, which results in so-called shuttle effect (or shuttle phenomenon). Shuttle effect results in passivation of metallic lithium electrode and loss of active material of positive electrode, which will reflect in self-discharging of the cell and lower coulombic efficiency. [2][3]

Another shortcoming of lithium-sulfur battery technology is a considerable volume change (circa 80%) during cycling of the cell, resulting from the fact that the final discharge product Li_2S has a different density (1.66 g/cm³) than the initial α -form S₈. This volume change causes an internal stress on the electrode material resulting in its disintegration and loss of conductive contact between electrode material and current collector and electrode material itself. [2][4]

3 EXPERIMENTAL

Samples of the electrodes composed of 60% Sulfur (Sigma Aldrich \geq 99.5%) 30% Super P Carbon Black and 10% PVDF were made. All measured electrodes were pressed with a pressure of 350 kg/cm² and in the argon glove box assembled into the electrochemical measuring cells (El-Cell[®]). As a counter-electrode, the circular lithium metal was used and the 130 µl of electrolyte (LiTFSI/LiNO₃ in DME:DOL) were dropped in the cell.



Figure 2: A) Surface structure of the electrode sample B) Elements distribution (C, S, F) on the surface of electrode sample

In an attempt to monitor operating mechanisms of Li-S sample cells, several techniques have been used, including spectroscopic and electrochemical analyzes. Energy dispersive spectroscopy (EDS) in scanning electron microscope (SEM) was used to analyze the surface structure of the electrode sample and the distribution of the elements on its surface. From the data obtained from the SEM (Figure 2) it is evident that the electrode surface is almost flat, and the element distribution is uniform with a high content of sulfur clusters.

Electrochemical measuring cells with electrode samples were subjected to electrochemical analyzes (particularly GCPL³) in different ambient temperatures (temperature range -20° C -60° C). For the electrochemical analysis 2 cycles of GCPL at 0.1C were performed for all electrode samples assuming that the capacity of the active material is 1200 mAh/g. The capacity of the second discharge cycle was then used to recalculate the charging/discharging currents. After the recalculation of currents, another 50 cycles of GCPL were performed as follows: 20 cycles at 0.2C, 5 cycles at 0.5C, 5 cycles at 1C, 5 cycles at 2C and back to lower loads (see Figure 3).



Figure 3: Comparison of the GCPL results of the samples at different ambient temperatures

4 RESULTS AND DISCUSSION

As can be seen from the comparison of GCPL of the electrode samples measured at different ambient temperatures (Figure 3), El-Cell[®] measured at room temperature reaches a capacity 813 mAh/g in the first cycle and is relatively stable during the first 20 cycles. On the other hand, El-Cell[®] measured at 60°C ambient temperature reaches higher capacity in the first cycle (959 mAh/g), however, capacity decline is significant in the first 20 cycles of GCPL. In the case of a sample measured at room temperature, the capacity drop in first 20 cycles is around 3%, while the capacity drop of sample measured at 60°C is slightly over 20%. As the load increases, this trend is maintained, while both samples failed at 2C. At the end of the measurement, capacity drop between 1st and 50th cycle of GCPL was slightly over 6% for the room temperature cell and over 48% for the cell measured at 60°C. With increased temperature, the internal resistance of the cell and the viscosity of the electrolyte decrease, supporting the transport of charged particles and accelerating electrochemical reactions. As a result, overall capacity increases at higher temperature at the expense of its faster decline during cycling due to the shuttle effect.

³ GCPL – Galvanostatic Cycling with Potential Limitation

5 CONCLUSION

From the research that has been done so far, it is clear that the ambient temperature has a significant influence on the electrochemical properties of the Li-S battery. So far, only two samples at different temperatures were measured, whereas the planned temperature range for this research is from -20°C to 60°C. Currently, the cells at -20°C and 40°C are in the process of measuring.

ACKNOWLEDGEMENT

This work was supported by the Internal Grant Agency of Brno University of Technology, grant No. FEKT-S-17-4595.

- [1] GREENWOOD, N. N. a A. EARNSHAW. Chemistry of the Elements. 2. Elsevier Science, 1997. ISBN 0750633654.
- [2] YIN, Ya Xia, XIN, Sen, GUO, Yu Guo a WAN, Li Jun, 2013. Lithium-sulfur batteries: Electrochemistry, materials, and prospects. Angewandte Chemie - International Edition. 2013. Vol. 52, no. 50, p. 13186–13200. DOI 10.1002/anie.201304762.
- [3] ZHANG, Sheng S., 2013. Liquid electrolyte lithium/sulfur battery: Fundamental chemistry, problems, and solutions. Journal of Power Sources [online]. 2013. Vol. 231, p. 153–162. DOI 10.1016/j.jpowsour.2012.12.102. Available from: http://dx.doi.org/10.1016/j.jpowsour.2012.12.102
- [4] WILD, M., et al. Lithium sulfur batteries, a mechanistic review. Energy & Environmental Science, 2015, 8.12: 3477-3494.

Doktorské projekty

Silnoproudá elektrotechnika a elektroenergetika

FINDING THE FAULT INCEPTION TIME USING WAVELET TRANSFORM

Zuzana Bukvisova

Doctoral Degree Programme (2), FEEC BUT E-mail: xbukvi00@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Jaroslava Orsagova

E-mail: orsagova@feec.vutbr.cz

Abstract: This paper deals with the transient detection method utilizing the wavelet transform, which proved to be more suitable for this purpose than the Fourier transform. The aim of this work is to analyze data, obtained from the power network model created in PSCAD software, and to determine the time of the fault inception. This calculated time is then compared with the actual fault inception time set in the model. The results show that the wavelet analysis can successfully detect all tested faults.

Keywords: wavelet transform, transient analysis, travelling waves

1 INTRODUCTION

Frequency components of a signal are usually analyzed using the Fourier transform. This tool is able to decompose a waveform into a sum of sinusoidal functions and provide us a frequency domain representation of the original signal. However, to determine the time when a particular frequency changes, it is necessary to adapt certain modifications. To obtain an information about frequency and time as well, the Short-time Fourier transform (STFT), which segments the analyzed signal, can be applied. The problem of this technique are limitations of the time and frequency resolution. This issue has been solved by developing the wavelet transform.

Wavelet analysis caught the attention of engineers since 1990s [1]. Providing an adjustable timefrequency window that automatically gets narrower when inspecting a high-frequency signal and wider for a low-frequency signal, the ability of this method to analyze a transient is very much improved compared to the STFT. Sudden changes of the signal are usually detected using the maximus modulus or Lipschitz exponent of the wavelet transform. The detailed principle of this method is described in [1].

There are many applications of the wavelet transform. The main are data compression, disturbance signal analysis, noise reduction and fault diagnosis. In this paper, the wavelet analysis is used to calculate the time of a fault occurrence on a transmission line. Many researchers use the wavelet transform to accurately identify and locate a fault in a power system [2]-[6]. Their approaches vary depending on the evaluation methods and the mother wavelets used to decompose the analyzed signal. Usually, the discrete-wavelet transform is adopted to obtain the wavelet analysis detail coefficients, which are then used to locate disturbances present in the signal.

Since one of the problems of current and voltage measurements in a distribution network is that the measurements are not synchronized, a successful transient detection could help with data synchronization. The aim of this work is to apply the wavelet transform to a signal and prove that a transient inception can be precisely detected and therefore potentially used e.g. for synchronizing data.

2 DESCRIPTION OF THE EVALUATION PROCESS

The studied power system was created in PSCAD software. It consists of 110 kV source, 110/23 kV transformer, transmission line with length of 25 km, 23/0,408 kV transformer and 2 MW resistive load, as displayed in Figure 1. The voltages and currents were measured on the secondary side of the 110/23 kV transformer. The transmission line was divided into two parts and functional blocks representing the single-phase-to-ground fault were inserted between them. Time of the fault inception was modified with use of the block called Timed Fault Logic. All measured data (i.e. phase voltages and currents and the earth current) were recorded in a COMTRADE file, which is a format frequently used to capture oscillography of the transient signal.



Figure 1: Simulated power system

Parameters of the model components are described in Table 1. The transmission line was simulated using frequency dependent model and its basic configuration is displayed in Figure 2. The soil resistivity was set to 50 Ω m and the fault resistance to 5 Ω .

	Voltage $U = 110 \text{ kV}$					
Source	Positive-sequence impedance $\overline{Z} = (1,98+19,81) \Omega$					
	Zero-sequence impedance $\overline{Z}_0 = (1, 35+13, 48) \Omega$					
	Connection YN/yn					
	Power $S = 25$ MVA					
Transformer 110/23 kV	Positive-sequence leakage reactance 11 %					
	Eddy current losses 0,06 %					
	Copper losses 0,32 %					
	Connection D/yn					
	Power $S = 0,63 \text{ MVA}$					
Transformer 23/0,408 kV	Positive-sequence leakage reactance 5,62 %					
	Eddy current losses 0,13 %					
	Copper losses 1,19 %					
Load	2 MW					

Table 1:Parameters of the PSCAD model



Figure 2: Transmission line model

Regarding the simulation settings, the duration of run was 0,5 s. However, it was not necessary to capture data of the whole simulation. Therefore, only a time window with 0,3 s length that contained the transient was recorded and analyzed. The solution time step was set to 10 μ s. This value complies with the minimal time step requirement caused by the chosen transmission line model. When using the frequency dependent line model, the time step needs to be less then one tenth of the shortest travel time of the travelling wave, which depends on the length of the transmission line. In this paper, scenarios with different fault distances were tested. This was achieved by changing the length of the transmission line segments TLine_1 and TLine_2 (Figure 2). Since the shortest tested length was 5 km, the time step had to be less than 16,73 μ s.

2.1 DATA PROCESSING

When a fault occurred in the phase A, the data were recorded and stored, as mentioned, in the COMTRADE format. To process this format further, the MATLAB software was used. First, the COMTRADE file had to be converted into a *.mat file. The next step was to choose a variable (or variables) suitable for the wavelet analysis. After the fault occurrence, the transient is observable in all captured data. Still, for the best results, it is convenient to choose signal with the most obvious change (voltage or current in the faulted phase or the earth current). In this paper, the earth current will be further inspected.

2.2 WAVELET ANALYSIS

To locate the disturbance event in the earth current, the signal was uploaded into MATLAB Wavelet Analyzer toolbox and the decomposition of the signal was performed. As the mother wavelet, the Daubechies wavelet Db4 at decomposition level 1 was used. The reason for choosing Daubechies is a generally good experience with this type of wavelet in transient detection [1].

Figure 3 displays a wavelet transform results for a single-phase-to-ground fault occurred in time of 0,08 s. The first graph in the figure shows the original signal of the measured earth current. The second one is the approximated signal and the third is the first detail coefficient. If the level of decomposition was higher, there would be more detail coefficients that could be analyzed. However, for the purpose of this work, it proved to be enough to perform only level 1.



Figure 3: Signal decomposition using the Wavelet Analyzer

2.3 DETERMINATION OF THE TRANSIENT INCEPTION TIME

As seen in Figure 3, the detail coefficient reaches a local maximum at time of the fault inception. If the position of this maximum could be found (the sample order at the x-axis), the time value corresponding to this sample number could be determined.

Therefore, the detail coefficient was uploaded to MATLAB and a script has been written to find its modulus maximum. After obtaining the sample order of the modulus maximum, the matching time sample was found. This time value represents the calculated time of the fault inception.

To evaluate the time of the fault, it is possible to use different wavelets or different levels of decomposition. The principle remains the same. After performing several tests, it has been concluded that for this simple power system it is completely sufficient to use the procedure described above.

3 RESULTS

Table 2 shows results for various performed tests. When the fault was located close to the terminal with measurements, the time was calculated correctly. When the fault was situated in a bigger distance, there was an error of 0,1 ms. This inaccuracy is probably caused by the time that the travelling wave needs to get to the point of measurement. If the transient emerges in the selected point of the transmission line, a certain time is required for the travelling wave to be observed at the beginning of the line. If we assume that the propagation speed of the wave is 300 000 km/s, then to cover 30 km, time of 0,1 ms is needed. As seen in the results, due to rounding numbers, the 15 km distance is enough to cause an error in the time determination. It can be expected that a longer transmission line with more remote faults would result in bigger calculation errors.

Fault distance	Actual time of the fault inception	Calculated time of the fault inception
[km]	[8]	[8]
5	0,1000	0,1000
5	0,2000	0,2000
10	0,0800	0,0800
10	0,1800	0,1800
15	0,1300	0,1301
15	0,2300	0,2301
20	0,0600	0,0601
20	0,1600	0,1601

Table 2:Test results

4 CONCLUSION

In this paper, a method of finding the transient inception time using wavelet transform has been discussed. The wavelet analysis becomes a very useful tool when analyzing transients. The approach described in this work proved to be successful in detecting various faults. When calculating the fault inception time, however, the travelling wave delay became evident in the wavelet analysis.

There are several methods of the fault location that utilize the correlation between the forward and the backward waves travelling along the transmission line and the detection of time of their arrival. In this case, the time delay can actually give us useful information about the travelling waves, which can be further used to precisely locate the fault. This work proved that the wavelet transform can be a suitable tool to achieve that.

In terms of the data synchronization, however, the travelling wave delay could cause troubles. In a situation when data are obtained from two terminals situated on the opposite sides of the transmission line, the fault inception time can be evaluated as identical only when the fault occurred in the same distance from both terminals. Therefore, it is advisable to process data from different measurement sites with respect to this fact.

ACKNOWLEDGEMENT

This research work has been carried out in the Centre for Research and Utilization of Renewable Energy (CVVOZE). Authors gratefully acknowledge financial support from the Ministry of Education, Youth and Sports of the Czech Republic under BUT specific research programme (project No. FEKT-S-17-4784).

- [1] He, Z.: Wavelet Analysis and Transient Signal Processing Applications for Power Systems, Singapore, John Wiley & Sons, 2016, ISBN 9781118977033
- [2] Saini, M., Mohd Zin, A.A.B., Mustafa, M.W.B., Sultan, A.R.: Identification and location of fault on a transmission line using wavelet based on Clarke's transformation. In: Asian Research Publishing Network (ARPN) 1819-6608, 2014, vol. 9, no. 8
- [3] Huang, S.J., Hsieh, C.T.: High-impedance fault detection utilizing a Morlet wavelet transform approach. In: IEEE Transactions on Power Delivery, 1999, vol. 14, no. 4, pp. 1401-1410, doi: 10.1109/61.796234
- [4] Carrión, D., González, J.W., Issac, I.A., López, G.J.: Optimal fault location in transmission lines using hybrid method. In: 2017 IEEE PES Innovative Smart Grid Technologies Conference - Latin America (ISGT Latin America), Quito, 2017, pp. 1-6, doi: 10.1109/ISGT-LA.2017.8126757
- [5] Ning, Y., Wang, D., Li, Y., Zhang, H.: Location of Faulty Section and Faults in Hybrid Multi-Terminal Lines Based on Traveling Wave Methods. In: Energies, 2018, 11, 1105
- [6] Borghetti, A., et al.: On the use of continuous-wavelet transform for fault location in distribution power systems. In: International Journal of Electrical Power & Energy Systems, 2006, vol. 28, pp. 608-617

CURRENT SUPPLIES FOR WATER DISINFECTION

Martin Folprecht

Doctoral Degree Programme (2), FEEC BUT E-mail: xfolpr01@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Dalibor Červinka

E-mail: cervinka@feec.vutbr.cz

Abstract: The article refers about functional samples of current supply, which will be used as a power supply for a small water disinfection device. This device is developed to create drinking water from service water or polluted water. Functional samples will be tested in a special stand with different kinds of polluted water and after that, most suitable variant will be used in mass production.

Keywords: drinking water, polluted water disinfection, battery, adjustable current supply

1 INTRODUCTION

Nowadays, many people have a problem with a lack of drinking water due to pollution all over the world. Drinking water is also needed in caravans, cottages and similar conditions. Drinking water can be distributed in plastic bottles, but it creates problems with plastic waste. Water can be also treated by some chemicals. Other solution is the small water disinfection device, which will be able to clean polluted water and turn it into drinking water by using mechanical filter and silver electrodes.

2 DESIGN OF THE WATER DISINFECTION DEVICE

The body of the device, which will be mounted on the tap, is made from plastic. Polluted water flows through a two-position valve into filter, where mechanical impurities are removed. In the next step, water flows into small chamber with silver electrodes. Electrodes are supplied from adjustable current supply. Water is disinfected by dissolved silver in this chamber. The valve in its second position also allows to leave out the filter and chamber, so polluted water flows directly from the tap for example to the sink. This second position is necessary, when user needs warm water. The device is powered from a 9 V battery, so it can run without mains. The filter and electrodes with their holder are replaceable after the end of their service life.

3 DISINFECTION OF WATER BY SILVER IONS

Disinfection by silver ions, which is one of the oldest methods, is based on oligodynamic effect. It means that silver (also copper, tin, lead, etc.) ions cause protein denaturation, which makes proteins biologically inoperative. In fact, ions destroy germs, mold spores and fungi [1], [2]. The advantage of silver ions consists in that they don't change the taste of water. On the other hand, silver ions are not able to destroy viruses [3]. The amount of dissolved silver ions depends on current, which flows from one electrode to other one through water. The value of the current depends on the conductance of water, which is affected by various dissolved ions, for example calcium, sodium, chlorine, etc. The optimal conductance of drinking water is from 25 to 50 mS·m⁻¹. The limit value is 125 mS·m^{-1} . On the other hand, the conductance of the distilled water fluctuates from 0,05 up to 0,3 mS·m⁻¹. The conductance of usual natural water (surface water and subterranean water) fluctuates from 5 to 50 mS·m⁻¹ [4]. The amount of dissolved silver ions depends also on water flow, respectively on water pressure in the pipeline. Experiments with many samples of usual natural water and

different water pressures have brought these results: The value of the current is required from 8 to 30 mA. Two basic arrangements of electrodes will be tested: The first arrangement are two soluble silver electrodes, the second one is the soluble silver electrode and three insoluble electrodes made from stainless steel. More suitable arrangement will be used in final prototype. Electrodes during their life become rusted, so there is a need of current polarity change. The design of current supplies was developed in according to these requirements.

4 THE DESIGN OF CURRENT SUPPLIES

In the beginning of the development, one sample that was not constructed because the requirements were modified, was designed. But some ideas were used in further constructions. The circuit diagram of this first sample is in Figure 1.



Figure 1: Circuit diagram of simple current supply

The supply is powered from a 9 V battery B1. Transistor T1 switches the supply on, when electrodes E1 and E2 are submerged into the water. Transistors T2 and T3 with diodes D1, D2 and D3 create adjustable current supply. The value of the current is adjusted with two DIP-switches in four steps from 8 to 30 mA. Transistor T4 switches the green LED D4 on, when working electrodes E3 and E4 are submerged and the water is disinfected. Transistors T5 and T6 are main parts of flip-flop circuit, which works as a low-battery indicator. When the battery voltage decreases below 7 V, the red LED D5 is turned on. This sample of the current supply was not constructed, because it did not allow the change of the current polarity. This problem was solved in the second sample, whose photograph can be seen in Figure 2.



Figure 2: Current supply with H-bridge

The circuit diagram is in Figure 3. The switching transistor T1, adjustable current supply with transistors T2 and T3 and low-battery indicator are taken from the first sample (Figure 1). The change of the current polarity is carried out by H-bridge. This H-bridge, which consists of transistors T6-T11, is powered from adjustable current supply with transistors T2 and T3. Working electrodes E3 and E4 are connected to the output of the bridge. Transistors T8 and T9 work as signal inverters, which are necessary for switching the transistors T6 and T7 on. The current flows from electrode E3 to electrode E4, when transistors T6, T9 and T11 are switched on. In the next step, transistors T7, T8 and T10 are switched on and the current flows from electrode E4 to electrode E3. The H-bridge is driven by astable flip-flop circuit with transistors T12 and T13. The length of both intervals is set by values of resistors R28 and R29 and capacitors C3 and C4. Longer interval (30 seconds) is set by resistor R28 and capacitor C3, shorter interval (3 seconds) is set by resistor R29 and capacitor C4.



Figure 3: Circuit diagram of current supply with H-bridge

The disadvantage of astable flip-flop circuit is a random logic state on the outputs of the circuit at the time of turning on. It means that once it starts with longer interval and another time with shorter interval. It is caused by different collector current of both transistors, which is a result of slight asymmetry in the flip-flop circuit. The oscillogram of the output current is in Figure 4. The random logic state was unacceptable, so the circuit diagram was modified in according to new requirements. The variant with one soluble silver electrode requires a shorter interval (3 seconds, negative current polarity) at the time of turning on, which is followed by a longer interval (30 seconds, positive current polarity). The variant with two soluble silver electrodes requires two intervals with the same length (30 seconds, positive and negative current polarity) and current polarity change at the time of turning on. For example, once it starts with positive current polarity, the second time it starts with negative polarity. It means that the current supply needs a memory, which is permanently supplied from battery. The circuit diagram for variant with one soluble silver electrode is in Figure 5. Transistors in astable flip-flop circuit were replaced by Schmitt-trigger inverter 40106 (IC1A). Capacitor C3 is charged by resistor R13 and diode D4 for 3 seconds and discharged by resistor R14 for 30 seconds. Other Schmitt-trigger inverter (IC1B) works as a signal inverter. H-bridge with transistors T6-T11 is replaced by inverting buffers 4049 (IC2A-IC2F).



Figure 4: The oscillogram of the output current

Three and three buffers are parallel-connected and they are powered from adjustable current supply. Current supply, low-battery indicator and switching circuit are the same as in Figures 1 and 3.



Figure 5: Circuit diagram for variant with one soluble electrode

The circuit diagram of the current supply for variant with two soluble silver electrodes can be seen in Figure 6. Timing oscillator with Schmitt-trigger inverter 40106 (IC1A) is slightly modified.



Figure 6: Circuit diagram for variant with two soluble electrodes

Capacitor C3 is charged and discharged for 30 seconds by resistor R12. One-bit memory is based on circuit 4013 (IC3A). This circuit is permanently supplied from battery. Signals from oscillator and from one-bit memory are compiled in logic XOR-gate (IC4A-IC4D), which is created from four NAND gates (4011). Three buffers (IC2A-IC2C) are driven from the output of the XOR-gate. Other three buffers (IC2D-IC2F) are driven by inverted signal from a Schmitt-trigger inverter (IC1B). Schmitt-trigger inverters (IC1C-IC1F) work as the input signal shaping circuit. Diode D5 with resistor R18 and capacitor C5 creates low-pass filter, which eliminates possible interferences caused by multiple contact of water with electrodes E1-E2 in the chamber. Oscillograms of the output current are in Figure 7. On the left, there is an oscillogram for variant with two soluble silver electrodes (30 seconds intervals), and on the right, there is an oscillogram for variant with one soluble silver electrode (3 seconds and 30 seconds intervals).



Figure 7: Oscillograms of the output current

5 CONCLUSION

This article described the development of current supplies, which will be used in a small water disinfection device. Both current supplies, which are powered from a 9 V battery, are based on transistors and CMOS gates. The value of the output current is required from 8 to 30 mA. The change of the current polarity is also needed. The first variant with one soluble silver electrode requires two intervals with different length (3 seconds for negative current polarity and 30 seconds for positive current polarity). The second variant with two soluble silver electrodes needs two intervals with the same length (30 seconds for both polarities) and current polarity change at the time of turning on.

ACKNOWLEDGEMENT

This research work has been carried out in the Centre for Research and Utilization of Renewable Energy (CVVOZE). Author gratefully acknowledge financial support from the Ministry of Education, Youth and Sports of the Czech Republic under NPU I programme (project No. LO1210) and BUT specific research programme (project No. FEKT-S-17-4374).

- [1] BIELA, Renata a Lucie ŠOPÍKOVÁ. Netradiční metody dezinfekce pitné vody. *TZB Info* [online]. [cit. 2019-02-27]. Dostupné z: https://voda.tzb-info.cz/vlastnosti-a-zdroje-vody/9769-netradicni-metody-dezinfekce-pitne-vody
- [2] ŠOPÍKOVÁ, Lucie. Možnosti hygienického zabezpečení pitné vody [online]., 31 33 [cit. 2019-02-27]. Dostupné z: https://www.vutbr.cz/www_base/zav_prace_soubor_verejne.php?file_id=56356
- [3] PAVLÍK, Martin. *Příprava pitné vody v terénu aneb O kovech, oxidech a halogenech* [online]. [cit. 2019-02-27]. Dostupné z: http://outdoorguide.cz/priprava-pitne-vody-v-terenuaneb-o-kovech-oxidech-a-halogenech-1103.html
- [4] *Analýza a úprava vody: Konduktivita* [online]. [cit. 2019-02-27]. Dostupné z: https://www.analyzavody.cz/vlastnosti-vody/konduktivita/

OPTIMIZATION OF INTERIOR PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MOTOR USING EVOLUTIONARY OPTIMIZATION ALGORITHM

Ladislav Knebl

Doctoral Degree Programme (2), FEEC BUT E-mail: ladislav.knebl@vutbr.cz

Supervised by: Cestmir Ondrusek E-mail: ondrusek@feec.vutbr.cz

Abstract: The development of the interior permanent magnet synchronous motor has drawn a big interest over the last decade. This is due to the use of this kind of machine in the automotive industry, thanks to the machine high efficiency and high overload capability compare to other machine types. Using artificial intelligence or evolutionary optimization algorithms is possible to optimize the motor with maximum efficiency, lowest torque ripple and highest average torque, because a huge ammount and variety of geometry combinations are tested. This paper is focused on the overview of generally used optimization algorithms and optimization is demonstrated on Self-Organizing Migrating Algorithm (SOMA). Cost function and weight coefficients are also presented and used for optimization.

Keywords: Maxwell, SOMA, Optimization, evolutionary optimization algorithm, Finite element analysis, Interior permanent magnet

1 INTRODUCTION

A various topologies can be found in the branch of the synchronous machines. The basic criteria, that separates synchronous machines into three groups is the excitation. In the past, the current-excited topologies dominated, mostly due to use of synchronous generators in power plants or alternators in automotive industry. Situation has started to change in last three decades with development of permanent magnet (PM) excited machines. This is mostly due to the research of rare-earth magnets and control algorithms, that drives motor at the highest possible efficiency. Also the pure-reluctance machines are drawing attention in the last two decades, because of the lower-cost and relatively high efficey. [1].

In the sub-branch of the permanent magnet exited machines, machines can be divided due to a PM placement into surface permanent magnet (SPM) machines and interior permanent magnet (IPM) machines. IPM have many advantages over the SPM topologies. SPM and IPM topologies are presented in the Figure 1. Firstly, the mounting of the PM is easily done just by creating the "iron pockets" inside the rotor iron, where magnets are fixed witout use of any fixing component (eg. fixing glue). Second main advantage is the IPM robustness towards demagnetization in machine fault-state operations, such as short-circuit between windings or short-circuit between winding and housing of the machine. Also some topologies of IPM machines can deliver torque not only from the PM flux, but also from the rotor saliency. Electromagnetic torque in the PM-excited synchronous motor, considering the magnetic saliency, can be estimated according to equation 1.

$$T_{\rm elm} = \frac{3}{2} p \left[\lambda_{\rm PM} i_{\rm d} + (L_{\rm d} - L_{\rm q}) i_{\rm d} i_{\rm q} \right] \tag{1}$$



Figure 1: PM synchronous machines toplogies. a) Rotor-surface-mounted magnets, b) magnets embedded in the surface, c) pole shoe rotor d) tengentially emgedded magnets, e) radially embedded magnets, f) two magnets per pole in the V position, g) synchronous reluctance rotor equipped with permanent magnets [2]

2 MACHINE UNDER STUDY

The IPM in the V-shape PM arrangement will be investigated and optimized in this paper, mainly because of the advantages described in chapter 1. The optimized machine has 4 poles and 24 slots equiped with integral-slot winding and tranversally laminated rotor. Key parameters of the motor and the motor cross-section are depicted in the Figure 2 and Table 1.



Figure 2: Initial geometry a) and Maxwell model with mesh b)

Parameter	Symbol	Value	
Rated output torque	T _N	28 Nm	
Rated line-to-line voltage	US	400 V	
Nominal power factor	PF	0.87	
Rated speed	n	1500 min^{-1}	
Stator outer diameter	Dout	200 mm	
Stack length	L _{stk}	120 mm	
Number of slots/poles	$Q_{\rm s}/2{\rm p}$	24/4	

 Table 1:
 Key parameters of the tested machine

The FEA analysis will be done in ANSYS Electronic Destkop software, the initial geometry results are shown with the optimized geometry data in the Figure 3. Initial torque characteristic and induced voltage are presented in the Figure 5. Average torque, torque ripple and first harmonic peak value of the induced voltage and total induced voltage harmonic distortion between the lines are shown with the results of the optimization in the Table 3.

3 OPTIMIZATION ALGORITHMS

Optimization algorithm (OA) can be in general defined as a list of steps or procedures, that lead to the minimalization of objectives evaluating the quality of the population member. Algorithm steps and procedures are usually related to an algorithm working principle, it can be the reproduction in case of genetic algorithm (GA) or migration in self-organizing migrating algorithm (SOMA) or travel sequences in ant colony optimization. Objectives are chosen to estimate quality of the machine, that can be objectively evaluated, objectives such as average torque, torque ripple and efficiency are usually chosen in electrical machines optimization process. Example of the objective, in this case average torque with the desired value is shown in equation 2. In case of cost function minimization process, besides the objectives, the weight objective coefficients are needed to be define. The weight coefficients are puting emphasis on speccific objective that is desired more than on others. For instance, if the torque ripple minimization in the optimization process is desired more than other objectives, higher coefficient is used. Cost function is then defined as a sum of the objectives multiplied by the corresponding weight coefficients as shown in equation 3.

$$Obj_{T_{\text{avg}}} = 1 - \frac{T_{\text{member}}}{T_{\text{desired}}}$$
(2)

$$cost_function = \sum_{i=1}^{n} Obj_i \cdot weight_i$$
(3)

3.1 SELF-ORGANIZING MIGRATING ALGORITHM

Self-orginizing migrating algorithm (SOMA) developed by I. Zelinka in 1999 at Tomas Bata University in Zlin [3], will be used in this paper. Choice of the algorithm was based on a previous author experience, where the SOMA converged faster to a optimal solution, which was very close to the result from GA optimization. SOMA works on a principle of pack of wolves searching for food. Always one member of the pack is closest to the food and other pack members are traveling towards him. Firstly the initial population is generated and evaluated, then the leader with the lowest cost function (closest to the "food") is selected and other members are traveling towards the leader.

Advantage of this algorithm is the fast convergence to the minimal value of the cost function, which is usually found within 2 migrations while considering 50 initial population members. The disadvantage is that, SOMA has a tendecy to converge towards the local minimum instead of the global one. This disadvantage can be reduced with multiple run sequences of the optimization process, that ideally leads to the same result or with generating sufficient (usually around 50) number of initial members of the population.

3.2 OPTIMIZED PARAMETERS

Optimized parameters of the geometry are listed separately for rotor and stator on Figure 3. 10 parameters were optimized in total, 4 parameters of the rotor and 6 of the stator. Objective function was constructed from 4 objectives with their weights listed in Table 3. From the Table 3 is obvious, that the biggest emphasis was put on the torque ripple T_{rip} and average torque T_{avg} , because these

objectives are either in direct or indirect relationship with efficiency and total harmonic distortion (THD_{L-L}) . Table 2 and 3 depict the results of the optimization regarding the geometry parameters changes and objectives. While Figure 4 and 5 are showing the results of the geometry, torque and voltage characteristics optimization.



Figure 3: Initial geometry characteristics

Parameter [mm]	Rib	dmin	b1	o2	b_{s0}	b_{s1}	b_{s2}	$h_{\rm s0}$	h_{s1}	R _s
Initial geom.	10	20	0.2	5	4	10	14	1.5	1	1
Optim. geom	17.8	2.1	0.9	16	4.7	11	19.7	0.6	2.1	1.7

 Table 2:
 Intitial and optimized parameters

Objective	Tavg	T _{rip}	U _{1h,peak}	THD _{L-L}	Cost_function
Initial geom.	28.13	24.36	230	14.22	136.9
Optim. geom	28.1	8.46	227.4	7.95	55.56
Weight	20	50	1	1	-
Desired value	50	10	230	5	-

 Table 3:
 Intitial values, optimized values, weigths and desired values

4 CONCLUSION

This paper firstly very briefly covers the importance of the IPM synchronous machines from the industry point of view. Later the optimization algorithms are introduced and selected SOMA algorithm is presented more thoroughly with the cost function and its weight coefficients.

It was demonstrated, that the SOMA algorithm and cost function minimalization process was successfully performed on the IPM machine in the ANSYS Electronics Desktop software. All of the objectives were improved and the desired T_{rip} reduction was achieved. It is worth noticing the fact, that eventhough the weight coefficient of the THD_{LL} was only equal to 1, the objective THD_{LL} was reduced from 14.22% to 7.95%. The THD_{LL} improvement is depicted also on the induced voltage characteristics in Figure 5 b). The presence of higher harmonic frequencies in the machine usually causes additional losses in winding and iron. Thus it is expected that the THD_{LL} reduction should theoretically lead to the higher machine efficiency. The biggest improvement is found in T_{rip} , which was reduced from 24.36% to 8.46%. This reduction should lower possible machine vibrations and



Figure 4: Initial a) and optmized b) geometry comparison



Figure 5: Comparison of initial gometry and optimal geometry characteristics, a) is torque behavior, b) is induced voltage

should result in lenghtening the machine bearings lifetime.

The optimization was done with the initial population equal to 50 members and took 4 migrations to obtain the optimal results. Cost function difference between the third and the fourth migration was only 1.5, therefore the optimization could have ended sooner with result still relatively close to the optimum. This would lead to even shorter optimization time. This paper proves the short convergency time of the SOMA algorithm, which was approximately 10 hours. To certainly prove the global optimum finding, more optimization runs would be needed.

- [1] M. Barcaro, *Design and Analysis of Interior Permanent Magnet Synchronous Machines for Electric Vehicles*. Universita Degli Studi di Padova, 2011.
- [2] J. Pyrhonen, T. Jokinen, and V. Hrabovcova, *Design of Rotating Electrical Machines, 2nd Edition*. John Wiley & Sons, 2013.
- [3] D. Davendra and I. Zelinka, *Self-organizing migrating algorithm: methodology and implementation.* Springer, 2016.

SIMULATION OF THREE-PHASE SHORT CIRCUIT CONDI-TION ON A SYNCHRONOUS MACHINE

Jan Koudelka

Doctoral Degree Programme (1), FEEC BUT E-mail: xkoude20@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Petr Toman

E-mail: toman@feec.vutbr.cz

Abstract: The paper deals with three-phase short circuit current of a synchronous machine. Transient phenomena of the machine during short circuit condition are described in the text. Simulations of this fault were carried out in two different pieces of software – PSCAD and PSS Sincal. Results of simulations are compared to a measurement on a real machine and discussed.

Keywords: synchronous machine, short circuit, PSCAD, PSS Sincal

1 INTRODUCTION

Nowadays, simulation tools provide a suitable and commonly used solution for power system analyses for different purposes – e.g. short circuit analysis, stability calculations, development plans or research. There are different pieces of software available for these purposes, such as Matlab, ATP, PSS/E, PSCAD, PSS Sincal and many others [1]. However, the user always has to keep in mind that the simulation is performed only on a model and results need not correspond exactly to the reality.

In this paper, the three-phase short circuit at the terminal of a synchronous generator will be examined. This fault was chosen because the three-phase short circuit is generally considered as the gravest fault in power grids, but at the same time, synchronous machines are tested by this fault accordingly to the standard IEC 60034-4 [2].

The aim of this paper is to compare the short circuit current waveform obtained by measurement on a real machine with the results of simulations in two pieces of software – PSS Sincal and PSCAD. Assuming that the user has set up the standard synchronous machine model in both pieces of software with basic parameters obtained from measurement or datasheet, this article compares whether the obtained current waveform correspond to the reality. In other words, the goal is to assess whether the usage of built-up synchronous machine model in PSS Sincal and PSCAD with basic parametrization leads to credible results in case of three phase short circuit.

Concerning synchronous machines, comparison of simulation results and data from measurement is not frequently done as the modelling approaches are considered to be accurate enough (as the machine theory is highly-developed). A simple comparison was done for Matlab software in [3], but for PSCAD and PSS Sincal, no such study was found.

2 SYNCHRONOUS MACHINE UNDER SHORT CIRCUIT CONDITION

The short circuit current of the synchronous machine has a specific waveform, which is caused by the electromagnetic transients in the machine itself. A complex explanation of this issue is done in [4]. In view of electrical properties, generator is said to be changing its reactance during the short circuit condition from the lowest one, the subtransient reactance x''_d , through the transient reactance x'_d to the biggest one, synchronous reactance x_d . This is depicted in the Figure 1(a). As the reactance of the machine is rising, the short circuit current diminishes over time. The current waveform

can be expressed as a sum of 4 components: subtransient (damping with subtransient time constant T'_{d}), transient component (damping with transient time constant T'_{d}), steady-state component and aperiodic component (direct current damping with time constant T_{a}) [5]. The example of the current waveform of the synchronous machine is given in the Figure 1(b). All above mentioned reactances and time constants are crucial for setting up a machine model in software.



Figure 1: Machine reactance (a) [4] and current (b) during the short circuit.

3 TEST MACHINE AND ITS MODELLING

A small laboratory generation unit was used for testing. The unit is composed of a synchronous generator on the same shaft with an induction engine (as a supply) fed from the invertor and equipped with regulator to maintain the constant value of machine speed. It is important to denote that the synchronous machine is excited from the external source that keeps the excitation current constant so the excitation regulator does not influence the transient.

For this paper, the synchronous generator is the key element. It is a mass-produced machine of 6 kW. Parameters of this machine, which are essential for its modelling (as was mentioned in previous section), are stated in the following Table 1. Most of them were taken from the datasheet [6], only values of transient and subtransient reactances were taken from [3] as they were assessed more precisely. Note that the rated voltage of the machine is 400 V L-L, which is equal to 230 V L-N, but the test was done only with reduced voltage 69 V L-N with respect to measurement devices.

S (kVA)	U_r (V)	P (kW)	<i>n</i> (r. p. m.)	<i>x_d</i> (%)	<i>x</i> ['] _d (%)	x_d'' (%)	<i>T</i> ['] _d (ms)	$T_d^{\prime\prime}$ (ms)	T_a (ms)
7.5	400	6	1500	140	8.61	6.81	40	3.7	6

Table 1: Parameters of the test machine

In PSCAD, a standard synchronous machine from the library called Machines was used for modelling. It is a standard 6-th order model, which parametrization and settings were analysed and described in detail in [7]. For this case, values from Table 1 were used for parametrization. In order to respect operating conditions of real machine, no speed governor or excitation regulator were modelled – machine was simulated as rotating at synchronous speed without a torque on the shaft (noload) and with constant excitation giving 69 V L-N on machine terminals.

In PSS Sincal, a synchronous machine model was used. In this software, it is important to choose the simulation mode correctly. For objectives of this paper, the mode dynamics/electromagnetic transients was used. In this mode, the machine is represented by 6-th order model. This model was parametrized according to Table 1. Similarly to PSCAD, in PSS Sincal machine was modelled without excitation regulator (with constant excitation) and without speed governor. The setting of

the model is described in Help [8]. However, comparing to PSCAD, set up and initialization of the model is simpler.

4 TEST AND SIMULATION RESULTS

The short circuit current measurement was done on the previously described test machine. The machine was rotating at synchronous speed, with no load and the excitation current was set to get 69 V L-N at machine terminals (30 % of rated voltage; as previously explained, it was due to measurement devices). After this initialization, the sudden three-phase short circuit was applied. Voltage and currents in all phases were measured during the transient with oscilloscope Yokogawa DL850 equipped with current sensors for measurement. The voltage was measured only to determine the angle when the fault was applied to simulate it identically. The measured current waveform is in the following Figure 2.



Figure 2: Shor circuit current waveform obtained by measurement

The short circuit test under the same conditions, which was done on a real machine, was simulated in PSCAD and PSS Sincal. Waveforms obtained by simulations are in the following Figure 3 and Figure 4.



Figure 3: Short circuit current waveforms from PSCAD


Figure 4: Short circuit current waveforms from PSS Sincal

From Figures 2 - 4 can be seen that the short-circuit current has the same waveform in all three graphs and results obtained in different pieces of software are almost the same. Comparing to the measurement, steady-state short-circuit current has practically the same value. However, the magnitude of current during the subtransient state (1st peak) is different – value obtained by simulation is significantly higher (in phase L2, measured value is almost 39 A, whereas results from simulations are almost 63 A).

Even though the results can be assessed as pessimistic and in reality, the short circuit peak current will be smaller, more accurate results would be expected. In addition, machine model parametrization and set-up was done clearly in both pieces of software.

Machine modelling remains the biggest source of uncertainties. Firstly, machine parameters tolerance needs to be taken into account. At least, the values of transient and subtransient reactance were modified due to the testing, but other parameters, such as time constants, were used from [6]. It would be better to assess them also from tests done accordingly to [2], but it is more complicated to determine them comparing to determination of reactances. Values of the parameters can be also influenced by the reduced voltage, which was used due to measurement devices possibilities.

Then the saturation effects of the machine should be considered. For simulations, saturation effects are often neglected as the saturation curve is not known. Nevertheless, saturation effect neither can be assessed for the test machine as its design does not allow measure it (measurement of the excitation current is not possible).

Other uncertainties can be caused by the measurement devices, especially by the current sensors and the signal conversion as the measurement of current is indirect. However, the difference of more than 20 A cannot be caused only by devices errors and is more influenced by previously mentioned machine modelling problems.

5 CONCLUSION

Simulation software is a powerful tool to study power systems dynamics. In this article, PSCAD and PSS Sincal were used to simulate the three-phase short circuit current waveform and results were compared to the measurement. It can be concluded that simulated waveforms are close to the measured one, but values of the peak current are bigger comparing to the measurement. To make the simulation more accurate, more detailed analysis of modelling or usage of different (more detailed) model would be required.

ACKNOWLEDGEMENT

This research work has been carried out in the Centre for Research and Utilization of Renewable Energy (CVVOZE). Author gratefully acknowledge financial support from the Ministry of Education, Youth and Sports of the Czech Republic under BUT specific research programme (project No. FEKT-S-17-4784).

REFERENCES

- [1] LARSSON, M. ObjectStab—An Educational Tool for Power System Stability Studies. *IEEE Transactions on Power Systems* [online]. 2004, **19**(1), 56-63 [cit. 2019-03-27]. DOI: 10.1109/TPWRS.2003.821001. ISSN 0885-8950. Dostupné z: http://ieeexplore.ieee.org/document/1266551/
- [2] IEC 60034-4. *Rotating electrical machines Part 4: Methods for determining synchronous machine quantities from tests.* International Electrotechnical Commission, 2008.
- [3] Šebesta, O. *Zkratový proud synchronního stroje*: diplomová práce Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2014. 86 s. Vedoucí diplomové práce doc. Ing. Petr Toman, Ph.D.
- [4] Machowski, J., J. W. Bialek a J. R. Bumby. Power system dynamics: stability and control. 2nd ed. Chichester, U.K.: Wiley, 2008. ISBN 978-0-470-72558-0.
- [5] Toman, P. et al.: Provoz distribučních soustav, Praha, ČVUT 2011, ISBN 978-80-01-04935 8
- [6] *ALTERNATORS LSA 37 4 Pole Three phase: Electrical and Mechanical data*, Leroy-Somer, available at: http://www.grafmotoren.eu/technik/ls_lsa_4p.pdf
- [7] Koudelka, J. Analýza měření frekvence a RoCoF v simulačních programech: diplomová práce. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2018. 82 s. Vedoucí práce doc. Ing. Jaroslava Orságová, Ph.D.
- [8] SIEMENS AG. *PSS Sincal 14.5* [software]. 2017.

ST MICROELECTRONICS BLDC DRIVE DEMONSTRATOR SOFTWARE PRE-DEVELOPMENT

Jiri Ctibor

Doctoral Degree Programme (3), FEEC BUT E-mail: jiri.ctibor@vutbr.cz

Ivo Pazdera

E-mail: pazderai@feec.vutbr.cz

Abstract: In this article is presented the own application structure of a BLDC motor control demonstrator. This demonstrator is made for the desirables of R3-PowerUP project advertised by the ST Microelectronics. Therefore, mostly ST devices are used, for example, STM32 microcontroller. The article describes the application structure, used drivers and peripherals. As a result, phase currents and speed estimation from rotary encoder are shown in the form of graphics view of variables obtained directly from the microcontroller.

Keywords: BLDC, motor control, STM32, R3-PowerUP

1 INTRODUCTION

The project R3-PowerUP is a European project of up to thirty company and institution contributors. The submitter of this project is ST Microelectronics. The result will be a new generation of 300 mm silicon wafer pilot line for smart power technology in Europe. This pilot line will enable the sub 100 nm Smart Power processes, starting from the 90 nm BCD10 [1]. This article will describe mainly preliminary motor control software development on a development kit serving as an exemplar for the future demonstrator with own hardware and finally for the final demonstrator which will use the new BCD integrated circuit combining power and control stage as one of a result of project R3-PowerUP. The selected development kit for preliminary software evaluation is NUCLEO-F446RE containing 32-bit ARM MCU. This MCU disposes of Cortex-M3 core designed for such real-time signals processing applications. The two significant features for selecting this core was a floating point unit and DSP instructions set, suitable right for real-time signal processing. The Nucleo board is connected to the power stage which is Nucleo expansion board X-NUCLEO-IHM07M1 – an expansion kit for developing motor control applications containing three-phase H-bridge ST L6230 and current sensing circuits. The ST L6230 could be an exemplar for the newly developed BCD integrated circuit.



Figure 1: Development kit





Maxon BLDC motor

2 BCD TECHNOLOGY

The BCD technology was invented by ST Microelectronics in 1984. It is an integrated circuit fabrication process that combines three different technologies: bipolar, CMOS and DMOS all on the same silicon wafer. This technology enables manufacturers today to produce smart power ICs which combines intelligent and power stage on one chip. It could be for example motor control ICs, switch mode power supplies ICs which are widely used today in electronics. Combination of the following three technologies brings their advantages into one device. Bipolar technology is used to high precision bipolar circuits, CMOS technology is well suited to high-density analog and digital functions and DMOS for power stages [2].



Figure 3: The BCD technology description [3]

3 DEMONSTRATOR REQUIREMENTS

Demonstrator's scope

• Small size BLDC motor controller with high power/size ratio for industrial or automotive applications.

Features

- Output power up to 2 kW at a small size with DC link voltage 48 V.
- Motor speed range 0 4000 rpm.
- No need of active cooling thanks to the utilization of power MOS-FETs with ultra-low R_{DS,on}.
- Design for a motor with trapezoidal back EMF waveform, i.e. rectangular phase current waveform.
- Sensor-less control algorithm running on STM32 MCU.
- Cascade control structure.

4 SOFTWARE STRUCTURE

The basic software structure overview from applications layers point of view could be explained by the following picture Figure 4.

The lowest layer used to be called Low-Level peripherals layer and forms the physical connection between hardware (transistors etc.) and software. For motor control, there has to be a PWM periphery, in STM32 microcontroller is made from the Advanced control timer. To control a BLDC motor, it is required (before any sensor-less algorithm is utilized) to know the rotary position of the rotor. For this reason, there are three hall sensors mounted on the stator, from which then can the actual

position in one of the six sectors be determined. The instances, in which the commutation from one sector to another happens is determined by a general-purpose timer, set up in the Hall XOR mode. Because there is a requirement for the advanced current control, also ADC converters to current sensing are utilized. For the simplicity and because this STM32 microcontroller comes with three physical ADC converters, all three converters are utilized. The last used peripheral is UART to serial communication with a superordinate control system, or for the human-machine interface. This bus can be finally substituted by some industrial standard bus like CAN, LIN or Ethernet.

The mid layer is called Driver layer and contains peripheral control. Because for creating the SW project the STM CubeMX is used which comes also with peripheral control libraries, the so-called Low-Level (LL) libraries are used because of its universality and better procession speed compared to Hardware Abstraction Libraries (HAL). For the digital signal processing, the original ARM CMSIS-DPS library is used for now. Especially the low pass filters and PID controllers are exploitable from this library. But the offered controllers have few disadvantages for example abstention of anti-windup protection, output saturation so they may be finally rewritten. The last part of driver layer is user software functions, mainly the commutation table saying in which sector, what transistors should be switched to generate the required torque, and phase PWM duty cycles counting functions (SVM algorithms).



Figure 4:Application layers separation

These two layers are basically written and optimized now. The superior Application layer is in progress, the sensor-less algorithms could be included there in the future.

The following Figure 5 depictures detailed system block diagram. It is divided into three columns. The very left column contains all used hardware. The base of this section is a BLDC motor with built-in hall sensors. The motor is connected through the shunt resistors for current sensing to the three-phase low voltage converter chip. For software developing purposes especially for the sensor-less algorithm also a quadrature encoder is employed for speed or position estimation and comparing to the algorithm outputs. The last thing in the hardware section is analog circuits for signal conditioning of the signals from shunt resistors.

The middle column contains also hardware but inside the microcontroller, so this section is therefore called peripheral section. The timer TIM1 is an advanced control timer configured in PWM mode. The counter is set into PWM 2 mode and Up/Down counting mode. One live phase then got duty cycle *s* and second live phase to 1-*s*. The third dead phase is left turned off by disable input of the converter chip. These settings lead to the center-aligned PWM signals and so-called unipolar PWM signal generation.

Timer TIM2 is the interfacing timer for the hall sensors. This timer is configured to the special *hall xor* mode as figured out in Figure 1. Basically, all three hall signals are guided through logical "or" so every commutation instant of each of the hall sensor cause edge on the output and therefore triggers the commutation routine *get sector* followed by *select phase* routine selecting the current phase according to commutation table.

Timer TIM4 is the interfacing timer for quadrature encoder. It is configured in the special encoder mode, which is very easy to use. The timer is counting up or down by themselves according to the rotation direction without any software control. Estimated speed is then calculated as a difference of the value of the TIM4 between two periodical time spans.

Timer TIM10 is used as a periodic interrupt timer with frequency 1 kHz, which triggers the speed loop counting routine.



Figure 5: Detailed system block structure from the software point of view

Finally, there are also three ADC converters in this microcontroller so there is no need to count the phase current from only two currents and it is possible to sample all three phase currents in one instance. The ADC converters are triggered by the TIM1 (PWM), allowing the currents to be sampled every time in the same instants of a PWM period. This is very important, because of the sawtooth shape of the current due to the induction of the motor winding.

The last right column is pure software section. There are described two periodic routines. The first one is the current loop routine. This routine begins, when the ADC converter triggers the End of Scan interrupt. Then the currents are read, and some signal conditioning and filtering are done in *ADC read* routine. It is followed by the *current loop* routine, where the PID calculation is performed. As it was proposed, for now, the original ARM CMSIS-DPS PID library is used, until it fulfills our requirements. Controller routine is modified, saturation and anti-windup protection have been added externally. When the required duty cycles are known, the algorithm needs to know in which sector the rotor actually is, this is detected in *get sector* routine, which is basically GPIO reading of hall output signals. This routine is also called asynchronously from the TIM2 event generated by the hall sensors. The last subroutine of current loop routine is selecting the current phase from the commutation table and writing the duty cycles into the PWM (TIM1).

Second important software loop is speed loop. This loop is triggered periodically (1 kHz) by the TIM10 because it is required to read the actual TIM4 value and to know the difference of this value, which then expresses the actual speed of the rotor. This section will be substituted by some kind of sensor-less algorithm in the future. And finally, it is followed by the PID speed loop calculation, which is the same as the current loop PID controller [4].

5 RESULTS AND MEASUREMENTS

In this article mostly the low level and driver layer have been discussed. There is also some progress with current and speed control, but the controllers are not well tuned now, therefore, there are no results covering the controller's setup and verification. It will be done in some future articles. Following figures Figure 6 and Figure 7 are summarizing results of this developing phase. There are depicted the raw and recalculated currents and shaft rotation speed in an instance when the full duty cycle has been applied to the stopped motor. These waveforms are live values of variables taken directly from the microcontroller by software development tools SEGGER J-Scope.



Figure 6: Phase currents

Figure 7: Shaft rotation speed

ACKNOWLEDGEMENT

This research was carried out under the project 737417-2 R3-PowerUP 300mm Pilot Line for Smart Power and Power Discretes financed by H2020-ECSEL-2016-2-IA-two-stage and under the project LQ1601 CEITEC 2020 financed by MEYS in the National Sustainability Programme. This research also acknowledges to the Centre for Research and Utilization of Renewable Energy (CVVOZE). Authors gratefully acknowledge financial support from the Ministry of Education, Youth and Sports of the Czech Republic under NPU I programme (project No. LO1210) and BUT specific research programme (project No. FEKT-S-17-4374).

REFERENCES

- [1] ECSEL 2016-2-IA-737417: R3-PowerUP: 300mm Pilot Line for Smart Power and Power Discretes. STMicroelectronics Italy, 2017. URL: https://r3powerup.eu/
- [2] A. Baiocchi, "New developments in mixed bipolar/CMOS/DMOS technology for intelligent power applications," *IEE Colloquium on Integrated Power Devices*, London, UK, 1991, pp. 2/1-2/4. URL: http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=180811&isnumber=4540
- [3] *BCD Technology: Sense & Power and Automotive Technology R&D.* Italy, 2017. URL: https://mycmp.fr/IMG/pdf/bcd8s-soi_technology_overview-2.pdf
- [4] RM0390 Reference manual: STM32F446xx advanced Arm®-based 32-bit MCUs. 2018. URL: https://www.st.com/content/ccc/resource/technical/document/reference_manual/4d/ed/bc/89/b5/70/40/dc/DM00135183.pdf/files/DM00135183.pdf/jcr:content/translations/en.DM00135183.pdf

ANALYSIS OF PASSIVE HEAT REMOVAL SYSTEM TROUGH STEAM GENERATOR BY ANSOFT FLUENT

Taron Petrosyan

Doctoral Degree Programme (2), FEEC BUT

E-mail: taron.petrosyan@vut.cz

Abstract. This paper presents the simulation of the condensation of water vapor in one tube of the heat exchanger in the Passive Heat Removal System, which is a protective safety system of the Nuclear Power Plant. The simulation accounts for the turbulent flow of the gas along the tube with an assumption of constant wall temperature. The results from the CFD (computational fluid dynamics) simulations are compared with the experimental results from the literature for the condensation of water vapor and in general, agree well.

Keywords: PHRS, CFD, ANSYS, Fluent, thermal-hydraulics, NPP

1 INTRODUCTION

Comprehensive experimental and code development research activities have been conducted worldwide in the past decades to understand thermal-hydraulic phenomena and to establish code predictive capabilities for existing nuclear power reactors and related systems. Taking into account that one of the main reasons of Fukushima Daiichi NPP (Nuclear Power Plant) accident was the loss of the ultimate heat sink, the role of PHRS (passive heat removal system) becomes essential. Passive Heat Removal System is a protective safety system of Nuclear Power Plant based on the principle of a passive action, designed to provide long-term heat removal from the reactor core via secondary circuit. In the current study, the model of PHRS through SG (steam-generator) was developed for CFD analysis by ANSYS Fluent software [1]. A thorough description of the steam condensation process with applied appropriate parameters in the passive cooling system obtained as a result of the analysis. The rate of the steam condensation in heat exchanger pipeline was assessed and the results of those cases that corresponded with the input parameters in previously analyzed calculations by other software [2] ("ANSYS CFX"), are compared with each other. During work, there was done three main tasks: creating a geometrical form of one PHRS tube, an appropriate meshing of the model to achieve a better analysis of thermo-hydraulic phenomena and creating domains with physical properties for simulation of steam condensation in passive heat removal system's heat exchanger tube. Analysis through the "ANSYS Fluent" software, with numerous different cases, investigated. At the corresponding parameters, simulation showed more relevant results to experimental ones [3] in contrast to the first software package. As a result of calculation condensation rate assessed for the inlet pressure range of 1-8 MPa with appropriate temperature scale of 180-300 degree Celsius, which are fitting to the values during different types of failures and/or accidents in Nuclear Power Plant.

2 DATA COLLECTION FOR PHRS SG

One of the special means of controlling the beyond design basis accident, envisaged by the project "AES-2006" [4] is the Passive Heat Removal System, which is protective safety system of NPP based on the principle of passive action, designed to provide a long-term heat removal from the reactor core via secondary circuit (Fig. 1) [5]. It performs its functions in all abnormal modes and accidents that bring to passive heat removal from the reactor facility in order to maintain it in a safe



Figure 1: PHRS SG Components

 Emergency heat removal tanks
 2 - Steam lines
 3 - Condensate pipelines
 4 - PHRS SG valves
 5 - Heat exchangers of Containment PHRS
 6 - Steam generator
 7 - Cutoff valves

state, fc

sis accident involving loss of all power sources. The e per each steam generator. Steam comes to the PHRS

system consists of four independent trains, one per each steam generator. Steam comes to the PHRS heat exchanger from a pipeline of each SG and condensed in the heat exchangers by heat removal water tanks. System components must withstand seismic impact loads, flooding. System channels are physically separated and totally independent from each other: process parts, control systems, supporting systems, locations of components, pipelines, cables, control elements are independent, so failure in one channel cannot bring to the failure in another one. This design eliminates dependent from any activities performed on another channel equipment (repair, maintenance). The design ensures automatic actuation of the system with passive principle (no need in power supply from external sources or operator interference) [3-5].

3 MODELING THE PHRS SG

The geometrical model was developed using ANSYS 16.0 Design Modeler User's Guide [6]. The detailed model was created as a composite of the following bodies: cylindrical heat exchanger tube with inner volume and surrounding heat exchanger tank. Heat exchanger tubes are submerged in a fluid tank with a water temperature of 20 °C. For simulation of heat transfer from tube to tank only part of the tank which surrounds the heat exchanger tube was modeled with size 32x200 mm, height 2100 mm. In accordance to design, it is supposed that tubes in two ends are curved approximately by 45 degrees to the side and bent by 90 degrees at the edges.

Parameters	Data		
Distance between cold and hot collector	1816 mm		
Length of heat exchange tube	2219 mm		
Inner diameter of heat exchange tube	12 mm		
Outer diameter of heat exchange tube	16 mm		

 Table 1: Dimensions of the PHRS SG heat exchanger tube

The geometrical model of the heat exchanger tube and surrounding heat exchanger tank is presented in Fig. 2. The partial differential equations that govern fluid flow and heat transfer are not usually amenable to analytical solutions, except for very simple cases. Therefore, in order to analyze fluid flows, flow domains are split into smaller subdomains (grids) that are called meshing. Meshing model was developed using ANSYS 16 Meshing User's Guide [7]. The grid size was refined iteratively until a reduction in grid size have no influence on the solution so the initial cell size of the finest grid was set to 0.5 mm. The final mesh appearance of PHRS heat exchanger tube's model is shown in Fig. 3.





Figure 3: Meshing of PHRS

Figure 2: Geometrical model of PHRS SG

Steam/fluid part
 Tube's wall
 Water tank

In a multiphase flow, the fluids are mixed on a macroscopic length scale, and separate velocity and temperature fields can be solved for each fluid. While flowing, phases interact with each other, as a result, heat and/or mass transfer occurs between the phases [8]. For the model mentioned above, three domains were created for simulation of condensation phenomena. First domain was created for simulation of steam/water part inside the heat exchanger tube. Material properties of the coolant were set according to the material library [9]. The turbulence model was set to the $k - \varepsilon$ model and for mass transfer model between the phases it is chosen Evaporation-Condensation model [8]. Second domain was created to model the wall of the heat exchanger tube. The material of the tube wall was selected as steel. Third domain was created to model the PHRS SG water tank. Material properties of the coolant were set according to the material library [9]. To assess possibility and rate of steam condensation in heat exchanger pipeline two variants with different inlet velocity were selected to analyze: 1 m/s and 3 m/s, which practically represent lower and upper possible operational boundaries of the system. Two different multiphase models are chosen for simulation. First one is the Eulerian model, which allows for the modeling of multiple separate, yet interacting phases [10]. An Eulerian treatment is used for each phase, in contrast to the Eulerian-Lagrangian treatment that is used for the discrete phase model. The ANSYS Fluent solution is based on the assumptions that a single pressure is shared by all phases, momentum and continuity equations are solved for each phase. Second model for multiphase flow modeling is Mixture model [10], which is a simplified multiphase model. It can be used to model homogeneous multiphase flows with very strong coupling and phases moving at the same velocity and lastly. The mixture model is a good substitute for the full Eulerian multiphase model in several cases. A simpler model like the Mixture model can perform as well as a full multiphase model while solving a smaller number of variables than the full multiphase model. Regarding time formulation, a steady state simulation is a much less time consuming than a transient simulation. However, multiphase flows often exhibit transient behavior and forcing a transient flow into a steady state might produce an unphysical solution. A transient simulation was, therefore, run in each code to investigate the transient behavior. The pressure-based coupled solver was used with gravity enabled. During the work, parameters were systematically changed in order to investigate a wide range of results accounting pressure range from 1 MPa up to 8 MPa. For most cases, inlet temperature set 300 degrees of Celsius, as it covers saturation temperature for all range of inlet pressures. However, several simulations also investigated with lower inlet temperature along with holding the condition to have it above saturation temperature, hence to observe condensation. Initial and boundary conditions, selected in accordance with PHRS SG system nominal operation conditions, are presented in Table 2.

Parameters	Boundary type	Option 1	Option 2
Velocity of steam (m/s)		1	3
Mass fraction of steam at inlet	Inlet	1	1
Temperature (°C)		180-300	180-300
Pressure (MPa)		1-8	1-8
Temperature (°C)	Outlet	170-285	170-285
Temperature of tube's outer wall (°C)	Wall	2	20

Table 2: Initial and boundary conditions

4 CALCULATION RESULTS

As expected all calculations showed the same behavior but in different scales depending on initial conditions. Entering into the pipe, the temperature of steam starting to cool due to the low temperature of the wall and after reaching the saturation temperature, condensation occurs. For the case with the highest pressure (8 MPa) it takes place the earliest, starting after the second bending of tube (Fig. 4a) and vice versa for the case with lowest pressure (1 MPa), when condensation observed only after the long straight part of the tube (Fig. 4b). This difference is explained by the increase in the difference between the inlet temperature and saturation temperature at a particular pressure. The difference of the highest (300 °C) inlet temperature and saturation temperature for pressure range 1-8MPa is 121-5°C respectively. Thus, as saturation temperature is directly proportional to the pressure, for the case of 300 °C inlet temperature, the difference will be the smallest for 8 MPa pressure case (highest pressure), hence the earliest will be condensation. In other words, it takes the smallest time to reach saturation temperature for the high pressure case and the opposite for low pressure case.



Figure 4: Liquid volume fraction a) for high pressure cases b) low pressure cases

According to figures (Fig. 5, 6) presenting the condensate mass flow rate at the outlet, the behavior of curve is the same for all of them, but located in different ranges. The amount of heat removed by one tube is calculated as a product of condensate liquid mass flow rate at the outlet and latent heat (heat of condensation). In contrast to Mixture model, Eulerian model showed relatively higher values

for condensate mass flow rate. This could be explained by some simplifications and limitations of Mixture model, e.g. the Eulerian model is more flexible for phase's definitions. Compared to the case with inlet velocity 3 m/s, the mass flow rate of condensed liquid, hence heat removal capacity, is much higher for the 1 m/s inlet velocity case. Relatively small amount of condensate liquid in comparison with the first case is conditioned by the high speed of injected steam which passes through a tube in less than 1 second. Only the lowest and highest values of heat removal capacity (12-70 kW) are available from the experimental results for whole investigated pressure range, which in general agree well compared to the results of calculations. From figures also seen quite big differences of the result obtained by "ANSYS CFX" software for 7 MPa pressure case.



Figure 5: Condensate mass flow rate (1m/s)

Figure 6: Condensate mass flow rate (3m/s)

5 CONCLUSION

The set of simulation results of condensation in PHRS heat exchanger tube showed more relevant results to experimental ones in contrast to the previous simulation by "ANSYS CFX" software, which indicates that ANSYS Fluent is more precise and capable for modeling condensation phenomenon. The assessment of two different velocity cases showed that in case of steam inlet velocity 1 m/s for pressures range of 1-8 MPa, total heat removal capacity will be equal to 12-136 kW for Eulerian model and 2-73 kW for Mixture model respectively. However, the results of the analysis for same pressure range with higher steam injection velocity (3 m/s) showed that condensation rate will decrease up to 2-13 kW for Eulerian model and 0.1-3.1 kW for Mixture model respectively.

REFERENCES

- [1] ANSYS Fluent Reference Guide. ANSYS, Inc. Release 16.0, Southpointe, 2015
- [2] Taron Petrosyan ; Karel Katovsky ; Tsolak Malakyan, Prceedings of 19th International Scientific Conference on Electric Power Engineering, 2018, 293-298
- [3] V. Kukhtevich, Experimental study of thermal-hydraulic characteristics and stability of natural circulation, PhD dissertation, St. Petersburg Research and Design Institute "Atomenergoproekt",
 St. Petersburg, Puscie, 2010 (In Puscien)

St. Petersburg, Russia, 2010 (In Russian)

- [4]Project "AES-2006", Basic conceptual solutions on the example of leningrad NPP-2,
"Atomenergoproekt", St. Petersburg, 2014,
http://atomenergoprom.ru/u/file/npp_2006_eng.pdf2014,
- [5] V. Bezlepkin, S. Semashko, S. Alekseev, Investigation of the passive heat removal system through steam grenerator at the VVER-1200 reactor unit in the light of events at NPP "FUKUSIMA", Prceedings of "Safety of NPPs with VVER", 28-31 May, St.Petersburg, Russia, 2013 (In Russian)
- [6] ANSYS Design Modeler User's Guide, ANSYS, Inc. Release 16.0, Southpointe, 2015
- [7] ANSYS Meshing User's Guide, ANSYS, Inc. Release 16.0, Southpointe, 2015
- [8] ANSYS Fluent-Solver Theory Guide. ANSYS, Inc. Release 16.0, Southpointe, 2015
- [9] The international association for the properties of water and steam, 2018, www.iapws.org
- [10] ANSYS Fluent-Solver Modeling Guide, ANSYS, Inc. Release 16.0, Southpointe, 2015
- [11] L. Landau, E. Lifshitz, Fluid Mechanics, Second Edition: Volume 6 (Course of TheoreticalPhysics S), 1987, ISBN-13: 978-0750627672
- [12] Safety of nuclear power plants design, IAEA, Vienna, 2016, ISBN 978-92-0-109315-8

NON-TRADITIONAL QUASI-RESONANT SNUBBER CIR-CUIT FOR FLYBACK CONVERTER

Dušan Benda

Doctoral Degree Programme (1), FEEC BUT E-mail: xbenda10@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Pavel Vorel

E-mail: vorel@feec.vutbr.cz

Abstract: This paper deals with the topic of simulation and practical applications of using a non-traditional, non-dissipative snubber circuit for a flyback converter. Simulation of the snubber was created in MATLAB Simulink. A quasi-resonant snubber circuit was tested on a DC/DC converter for a photovoltaic panel.

Keywords: Power electronics, quasi-resonant snubber, Simulink

1 INTRODUCTION

DC/DC and AC/DC converters are an integral part of everyday life. Converters for things such as motors are facing increased requirements for efficiency whilst maintaining the balance between power and size. The selection of converter topology is therefore critical with different requirements for transmitted power, control properties and overall system build difficulty. For galvanically isolated applications using a minimum number of switching elements (i.e. simple controllers) the flyback converter is a suitable topology. Unfortunately the standard design of a flyback converter with a dissipative snubber circuit can only be used for low power (~100W). When the non-dissipative circuit is used we can achieve much higher power capacities (>500W).

This article summarizes and compares the dissipative and non-dissipative snubber circuits for flyback topology. The article is divided into three parts - general theory, quasi-resonance snubber analysis and practical application with the quasi-resonance non-dissipative snubber circuit.

2 FLYBACK TOPOLOGY

The standard flyback topology is shown in Figure 1. The entire converter consists of only one transistor, a high-frequency transformer, one diode and one capacitor. The biggest disadvantage of this topology is the presence of the parasitic leakage inductance of the transformer. The leakage inductance causes a voltage overshoot on the transistor at the time when the transistor is turned off. This voltage overshoot can be limited by the snubber circuit connected to the primary winding of the transformer. The current flowing through the primary winding at the time when the transistor is switched on cannot immediately disappear when the transistor is switching off. Therefore, at the moment of switching off the transistor, the snubber circuit takes this current which gradually disappears in the snubber circuit. The behavior of the current depends on the mode of the flyback converter. In discontinuous mode the current will fall to zero, whereas in continuous current mode the current will drop to a defined value. The snubber circuit may be dissipative (contains a resistor) or non-dissipative (composed of coils and capacitors). The voltage overshoot on the transistor is limited to the defined value of the snubber circuit. It is therefore possible to select a transistor based on this voltage between drain and source instead of using a transistor with higher u_{DS} voltage.



Figure 1: Flyback converter without snubber circuit.



Figure 2: Flyback converter with a dissipative snubber circuit (on the left) and flyback converter with an active clamp (on the right) – without secondary side.

2.1 DISSIPATIVE SNUBBER CIRCUITS

Dissipative snubber circuits are the simplest snubber circuits which convert electrical energy into heat. These snubbers are known as *RCD* (resistor, capacitor, diode) - see Figure 2. The function of the snubber is as follows: When the transistor is switched off the current begins to flow through the open diode D_{sn} , resistor R_{sn} and also charges the capacitor C_{sn} . At the time of closing the diode D_{sn} the energy accumulated in the capacitor C_{sn} is gradually converted by the resistor R_{sn} to heat.

This method of limiting the voltage overshoot is not ideal because it reduces the efficiency of the converter and increases the heat dissipation generated by the converter, which may not be suitable for some applications. The advantage of this solution is simplicity and price. Maximum power is the most limiting factor of this topology as the demands on the snubber circuit are increased with increasing power.

2.2 NON-DISSIPATIVE SNUBBER CIRCUITS – ACTIVE CLAMP

Non-dissipative snubber circuits can be divided into two groups: passive and active. Passive snubbers consist of passive elements (*CLD*) and active snubbers consist of transistors or thyristors.

A passive non-dissipative snubber circuit will be mentioned in the next subchapter.

An example of an active clamp is shown in Figure 2. When the main transistor T is switched off the transistor T_{sn} is switched on and thus the capacitor C_{sn} and the primary winding of the transformer Tr are connected in parallel. The current charges the capacitor and at the appropriate time the capacitor energy is transferred to the secondary side of the transformer to the load.

Appropriate control of the transistor T_{sn} can achieve the state where the transistor T operates in ZVS (Zero Voltage Switching) mode. This mode increases the efficiency of the entire converter. Incorrect switching of the transistor T_{sn} can result in damage to the entire converter. More demanding control and extra switching elements increase the cost and may not be robust in some applications.

Making non-dissipative snubber circuits completely non-dissipative is not possible because the dissipation in these snubbers is caused by the parasitic properties of the selected components. For example, the resistance of the choke wire of inductors can be specified. If both types of snubber circuits are compared on the same flyback converter, the flyback converter with the nondissipative snubber circuit will achieve higher efficiency and lower heat dissipation than the flyback converter with a dissipative snubber.

3 ANALYSIS OF QUASI-RESONANT SNUBBER CIRCUIT

The quasi-resonant snubber circuit (Figure 3) may be a suitable alternative to the active clamp circuit. The description of a quasi-resonant snubber is based on [1] and [2].

The snubber circuit function is as follows: The transistor T is closed and the Tr transformer is magnetized. When the transistor T is switched off the capacitor C_{sn} is charged to the voltage - U_d . After switching off the transistor T, the current i_1 cannot disappear therefore the diode D_{2sn} is opened and the current loop is closed via the C_{sn} capacitor. The voltage u_{Csn} on the capacitor C_{sn} increases due to the flow of current i_1 and thus the drain-source voltage u_{DS} of the transistor T increases. Voltage u_{DS} is given by the sum of the DC-link voltage U_d and the voltage u_{Csn} . After the disappearance of the primary current i_1 (the primary current is closed through the capacitor C_{sn} and the diode D_{2sn}), the voltage u_{DS} on transistor T immediately decreases to the sum of the voltage of the DC-link U_d and the conversion of the converted voltage from the secondary side of the transformer u_{sec} . Now can occur two states with respect to the reached voltage u_{Csn} . If the voltage has reached a higher value than the voltage given by the sum of the converted voltage from the secondary side u_{sec} and the voltage of the DC-link U_d , the diode D_{Isn} will be opened. At this point the voltage at the L_{sn} inductance is reduced from the u_{Csn} voltage difference and the sum of the u_{sec} and U_d volts appear on the L_{sn} inductance. The i_{Lsn} current starts to flow and the energy from the quasi-resonant circuit is returned to the DC-link. The voltage u_{Csn} of the C_{sn} capacitor gradually decreases to the sum given by the volts U_d and u_{sec} . At the moment of equilibrium of these voltages the current i_{Lsn} disappears and the diode D_{1sn} closes. If the u_{Csn} voltage does not exceed the sum of U_d and u_{sec} then this energy transfer will not occur at all. At the moment of switching on the transistor T, the capacitor C_{sn} is connected to the serial connection of the diode D_{1sn} and the inductance L_{sn} . The D_{1sn} diode opens and the u_{Csn} voltage is connected to the L_{sn} inductance. The energy accumulated in the C_{sn} capacitor gradually flows into the L_{sn} inductance. However, the current i_{Lsn} contributes to the stress of the closed transistor T during this energy transfer. When the capacitor voltage drops to $-U_d$, current i_{Lsn} cannot disappear immediately and therefore the D_{2sn} diode opens. The L_{sn} inductance is now connected in parallel to the DC-link voltage U_d and is demagnetized (current decreases with steepness $-U_d/L_{sn}$). In the demagnetization of the inductance by the DC-link voltage, no additional current is applied to the transistor T. After the i_{Lsn} current disappears, the D_{1sn} and D_{2sn} diodes are closed and the quasi-resonant snubber is ready for the next cycle.



Figure 3: Flyback converter with a non-dissipative quasi-resonant circuit.

4 MODELLING OF QUASI-RESONANT SNUBBER CIRCUIT

The entire flyback converter was modeled in MATLAB Simulink using SimScape libraries. The model was not compiled from differential equations as standard. The SimScape library allows the problem to be solved as an electrical scheme. Only the transformer was modeled from derived diffractive equations valid for the gamma circuit, largely because of the variability of the variables.

Figure 4 below shows the results of simulating the time-varying voltage and current waveforms in the quasi-resonant snubber circuit. The waveforms correspond to the selected direction of variables as according to Figure 3.



Figure 4: Voltage and current waveforms in a quasi-resonant snubber circuit.

5 PRACTICAL USING OF QUASI-RESONANT SNUBBER CIRCUIT

The flyback converter with a quasi-resonant snubber circuit was successfully applied and tested in the application of a DC/DC converter for a single photovoltaic panel. The input voltage of the converter is 24 - 30 V, the output voltage is 350 V and the output power is 250 W. The efficiency of the converter is approximately 94.5 % at the 28.5 V rated input voltage. The entire converter is fully digitally controlled by the ARM STM32F334 microcontroller. The control algorithm features Maximum Power Point Tracking (*MPPT*), Perturb & Observe and Incremental Conductance methods for increasing solar energy yield. The converter is designed to be able to communicate via CAN with other converters or similar peripherals.



Figure 5: Application of a quasi-resonant snubber circuit – DC/DC converter for one photovoltaic panel.

6 CONCLUSION

The aim of this article was to introduce different types of snubber circuits suitable for a flyback converter. Dissipative and non-dissipative types were described along with their selection criteria. The advantages and weaknesses of each type was explained. The largest part of the article was devoted to the quasi-resonant snubber circuit and included simulation results. Finally, an example application of the flyback converter with a quasi-resonant snubber circuit was described.

ACKNOWLEDGEMENT

This research work has been carried out in the Centre for Research and Utilization of Renewable Energy (CVVOZE). Authors gratefully acknowledge financial support from the Ministry of Education, Youth and Sports of the Czech Republic under NPU I programme (project No. LO1210) and BUT specific research programme (project No. FEKT-S-17-4374).

REFERENCES

- [1] ALI, Muhammad Arif Sharafat; MEHMOOD, Khawaja Khalid; PARK, Ji-Kyung; KIM, Chul-Hwan . Transient and Steady-State Analysis of Flyback Converter with Non-Dissipative LC Snubber. [cite 3-3-2019]. From URL: http://www.ipstconf.org/papers/Proc_IPST2017/17IPST076.pdf
- [2] DOMB, Moshe, Richard REDL a Nathan SOKAL. *Nondissipative turn-off snubber alleviates switching power dissipation, second-breakdown stress and VsubCE/sub overshoot: Analysis, design procedure and experimental verification.* In: 1982 IEEE Power Electronics Specialists conference [online]. IEEE, 1982, s. 445-454. DOI: 10.1109/PESC.1982.7072441.

PRODUCTION OF ISOMERIC STATES IN THE DEUTERON-INDUCED REACTION OF GOLD AT INCIDENT ENERGY 4.4 GEV

Elmira Melyan

Doctoral Degree Programme (1), FEEC BUT E-mail: melyan@feec.vutbr.cz

Abstract: Gold targets were irradiated by 4.4GeV deuteron beam at Nuclotron in the Joint Institute for Nuclear Research in Dubna, Russia. Residual nuclei were formed at ground and isomeric states from the interaction of deuteron and gold target, which have been measured and investigated by the induced-activity method. Cross sections of ground and isomeric states were obtained with corresponding isomer ratios of nuclides formed by the reaction as a result of this study.

Keywords: nuclear reactions, residual nuclei, isomeric states, cross-sections

1 INTRODUCTION

The long-lived excited state of an atomic nucleus in which the decay to the nuclear ground state is inhibited by spin-parity combination of the excited and ground states is known as isomeric state, i.e. metastable state. The aim of the current experiment is to obtain a set of experimental cross-sections of formation of residuals in the reaction of deuterons with gold (^{197}Au). The particular interest in the deuteron-induced reactions on intermediate to heavy-mass targets is due to the fact that deuteron is considered to be the lightest weakly bound system, and thus during the interaction with a target nucleus, the characteristics of the interactions of the individual nucleons can be derived. Especially, the reaction induced by high-energy deuterons can proceed with the deuteron either as whole nucleus or as non-interacting nucleons.

Investigated data has major role in estimation of the contribution of different reaction channels, e.g. spallation, fission, multifragmentation processes. Spallation is the process, where one heavy fragment with mass close to the target mass is formed, fission on the other hand is the process in which a heavy nucleus splits into two or several daughter nuclei (elementary particles could be also produced), multifragmentation is the process leading to the formation of several fragments (more than two). Nuclear isomers play an important role in medical applications due to soft betta and gamma radiation and the absence of radioactive contamination after its decay. Isomers, which have suitable half-lives and radioactive properties, can be successfully used as radioactive sources for therapy of different types of cancer.

Induced-activity method [1] is used to study the production of nuclei in the isomer state from the interaction of 4.4 GeV deuteron beam with a gold target. This method in combination with appropriated nuclear properties allows us to identify, as well as determine the production cross-sections of the reaction products in isomeric states. The ground (σ_g) and metastable states (σ_m) of a nucleus depends on the angular momentum [2] of the entrance channel of the reaction, excitation energy of the residual nucleus and the type of particles emitted during its de-excitation. Study of the angular momenta of the reaction fragments can provide inside into an information about the configuration of the nuclear system at high excitation. The information about the primary angular momenta of the fragments can be obtained from the measurements of independent isomer ratios of the reaction products.

Usually, such measurements are based on the cross-section ratio of high-spin state (I_h) to low-spin state (I_l) called Isomer Ratio:

$$IR = \sigma(I_h) / \sigma(I_l) \tag{1}$$

The interpretation of the high spin states population maybe important for the understanding of the mechanism of the intermediate and high-energy particle interaction with nuclei. Gold target is attractive, since different interaction channels are present in the experimental data and are available for comparison. Nevertheless, the literature shows a lack of experimental data for the deuteron interaction with the gold target.

2 EXPERIMENTAL PROCEDURE

The experiment was conducted at Nuclotron of the Laboratory of High Energies (LHE), the Joint Institute for Nuclear Research (JINR), Dubna. Gold target with dimension of 20x20 mm² and thickness of 39.13 mg/cm² irradiated with 4.4 GeV energy deuteron beam during 28.6-hour time period. The total ion beam intensity was in the range of 6.43×10^{12} deuterons. The target consisted of a stack of 15 gold foils in order to enhance the statistics. Following reaction was used for monitoring ²⁷Al(d,3p2n)²⁴Na. Induced-activity method was applied, where the γ -rays from the decay of the reaction residues formed in the target were measured in an off-line analysis. The characteristic γ -spectra of residual nuclei, generated in the target, were measured with high purity germanium (HPGe) detectors and evaluated by the code package DEIMOS32 [3] and the radioactive nuclei were identified by the energy and intensity of their characteristic γ lines, as well as by their respective half-lives. Cross-sections of residual nuclei were calculated by using the following equation:

$$\sigma = \frac{\Delta N\lambda}{N_n N_d k \varepsilon \eta (1 - e^{-\lambda t_1}) e^{-\lambda t_2} (1 - e^{-\lambda t_3})},$$
(2)

where (σ) is the cross-section of the reaction fragment production, (ΔN) is an area under the photopeak and (N_d) is the deuteron beam intensity, (N_n) is the number of target nuclei, t_1 is the irradiation time, (t_2) is the time of exposure between the end of the irradiation and the beginning of the measurement, (t_3) is the measurement time, (λ) is the decay constant, (η) is the intensity of gamma transitions, (k) is the total coefficient of gamma ray absorption in the target and detector materials, (ε) is the gamma ray detection efficiency.

3 RESULTS

The experimental cross-section of nuclides formed by the reaction of 4.4 GeV deuterons with ^{197}Au is presented in Table 1, where the types of cross-section (I-Independent and C-Cumulative) and the type of decay (β and *EC*) are also presented. Cross-sections calculated by DEIMOS code packages are provided in the last two columns and in the range of errors, their values are corresponding. In the case of ^{197m}Hg production, probably the neutron in the composition of deuteron doesn't interact, in contrast the proton has strong interaction with the neutron of gold. Thereby proton changes to neutron and the neutron of the target to proton, thus Hg nucleus originates with high spin. Production of isomer states of Hg proves the fact that, as much the number of emitted neutrons, as high the probability of production of spin states. The same is for Hf isomers.

The experimental cross-sections (independent (I) and cumulative (C)) for the reaction fragment production in the mass range of $44 \le A \le 198$ are presented in Table 1, as well as the decay type and the spin. The highest production cross-section for ¹⁹⁶Au explained by its ability to form by one neutron transfer reaction.

Nuclei	Туре	Decay	I^{P}	σ, mb Deimos
^{44g} Sc	Ι	EC	2+	1.76±0.7
^{44m} Sc	Ι	EC	6+	0.45 <u>+</u> 0.16
^{92m} Nb	Ι	EC,β ⁻	2+	0.38±0.2
⁹⁵ Tc	С	EC	9/2+	9.67 <u>±</u> 2.0
^{95m} Tc	С	EC	1/2-	1.92 <u>+</u> 0.5
⁹⁵ Nb	Ι	β-	9/2+	1.09 <u>±</u> 0.3
^{95m} Nb	С	β⁻	1/2-	0.35±0.01
102 Rh	Ι	EC,β⁻	1/2-	3.85±0.6
^{102m} Rh	Ι	EC,β ⁻	6+	13.15±0.23
^{106m} Ag	Ι	EC,β ⁻	6+	2.31 <u>±</u> 04
^{110m} Ag	Ι	EC,β⁻	6+	0.32 ± 0.02
$^{117\mathrm{m}}\mathrm{Sn}$	С	IT	11/2-	0.23±0.02
^{121g} Te	Ι	EC	1/2+	11.34 <u>+</u> 0.91
^{121m} Te	Ι	β^+	11/2-	0.67±0.34
¹⁴⁸ Pm	Ι	β⁻	1-	3.76±0.52
^{148m} Pm	Ι	β⁻	6-	1.1 <u>±</u> 0.29
^{177m} Lu	С	β-	7/2+	1.36 <u>±</u> 0.3
$^{177\mathrm{m}}\mathrm{Hf}$	Ι	IT	37/2-	2.45±0.3
^{179m} Hf	Ι	EC	25/2-	1.03±0.1
^{184g} Re	Ι	EC	3-	0.92 <u>+</u> 0.18
^{184m} Re	Ι	EC	8+	4.09±0.25
¹⁸⁵ Ir	С	$C\beta^+$	5/2-	26.97±2.68
¹⁸⁵ Os	Ι	$I\beta^+$	1/2-	37.44 <u>+</u> 2.23
¹⁹³ Hg	С	EC	3/2-	3.39±1.1
^{193m} Hg	Ι	EC	13/2+	7.19±0.8
^{194m} Ir	С	β-	4+	1.13±0.1
¹⁹⁶ Au	Ι	EC,β ⁻	2-	135.26 <u>+</u> 14.31
^{196m} Au	Ι	EC,β ⁻	12-	5.56±0.3
^{197m} Hg	Ι	EC	13/2+	2.63±0.2
¹⁹⁷ gHg	С	EC	1/2 -	14.73±4.0
^{198g} Au	Ι	β ⁻	2-	1.56 <u>+</u> 0.25

Table 1: Cross-sections of residual nuclei

Table 2 lists cross-sections of several isomeric pairs, which were been detected. According to Table 2 for the isomers of ${}^{196}Au$ and ${}^{197}Hg$ nuclei has IR less than one, indicating that the mechanism of their formation is other than fission-like and/or spallation processes, such as direct interacted reaction. This is conditioned by high probability of origination of the low spin states, which decreases the isomer ratio value.

Nuclei	$\sigma_{ m m}$	State/Spin	$\sigma_{ m g}$	$\sigma_{?}/\sigma_{?}$
44Sc	0.45±0.16	m(6+) g(2+)	1.76±0.7	0.25±0.09
95Nb	0.35±0.01	m(1/2-) g(9/2+)	1.09±0.3	3.11±0.8
95Tc	1.92 <u>+</u> 0.5	m(1/2-) g(9/2+)	9.67 <u>+</u> 2.0	5.03±0.5
102Rh	13.15 <u>+</u> 0.23	m(6+) g(2-)	3.85 <u>±</u> 0.6	3.41±0.6
184Re	4.09±0.25	m(8+) g(3-)	0.92±0.18	4.44 <u>±</u> 1.1
193Hg	7.19 <u>±</u> 0.8	m(13/2+) g(3/2-)	3.39 <u>+</u> 1.1	2.12 <u>±</u> 0.7
196Au	5.56 <u>+</u> 0.3	m(12-) g(2-)	135.26 ± 14.31	0.04 ± 0.005
197Hg	2.63±0.2	m(13/2+) g(3/2-)	14.73±0.4	0.17±0.4

Table 2: Cross-sections of nuclei with ground and isomer states and the corresponding isomer ratios

4 CONCLUSION

As a result of this study the isomer ratio of eight nuclides produced by deuteron-induced reactions on gold target at intermediate energy is calculated. The cross-sections of 29 radioactive products formed in the reaction of deuterons with gold have been measured at bombarding energy of 4.4 GeV. The production cross-sections of the two isomer isotopes ${}^{193m}Hg$ and ${}^{197m}Hg$ are 7.19 \pm 0.80 and 2.63 \pm 0.20 respectively. The fact that production of cross-sections is higher for the ${}^{193m}Hg$ isotope indicates that when more neutrons are emitted from the composite remnant nucleus, high spin state isotopes are more likely to form in the final residue.

ACKNOWLEDGMENTS

The experimental part of this research was carried out in the Joint Institute for Nuclear Research (JINR). The authors are grateful to group leader of JINR for granting possibility of carrying out experiment.

REFERENCES

- [1] A.R. Balabekyan, S.V. Gaginyan, J.R. Drnoyan. Method of induced activity for studying nuclear reactions on Pb and Sn isotopes. V 51, Issue 3, pp 211–217, 2016
- [2] OA Capurro, Daniel E. Di Gregorio, Salvador Gil et al.: Average angular momentum in compound nucleus reactions deduced from isomer ratio measurements. Phys. Rev. C55 (2) (1997)
- [3] Program DEIMOS32 for gamma-ray spectra evaluation. J. Radioanal. Nucl. Chem., Vol. 257, No.3, 583-587, 2003
- [4] A. R. Balabekyan, G. S. Karapetyan, N. A. Demekhina, et al.: Isomer production in intermediate-energy deuteron-induced reactions on a gold target. Phys. Rev. C 93, 054614 2016

DESIGN OF BACK TO BACK CONVERTER FOR SMALL HYDRO POWER PLANT

Ondrej Rubes¹

Doctoral Degree Programme (3), FEEC BUT E-mail: ondrej.rubes@vut.cz

Supervised by: Dalibor Cervinka

E-mail: cervinka@feec.vutbr.cz

Abstract: Renewable energy sources are important in recent years. Small hydro power plants are one of them which does not devastates the country, and which has relatively stable operation. However, in summer time with low river flow, they operate with low power and they have low efficiency. This paper demonstrates method to decrease the losses by back to back converter. Design of the converter is described, and fabricated part of the converter is depicted.

Keywords: Small hydro power plant, Induction machine, Efficiency, Back to back converter

1 INTRODUCTION

With the development of technology and living standards, people are beginning to think not only about their standard of living, but also about the impact of their actions on the environment. We can say that this is important because there are more and more pollution problems [1]–[3]. Various green technologies [4] a renewable energy sources [5] are emerging in response to these problems.

Small hydropower plants are one of the possible types of renewable resources [6]. They can be run on small watercourses without large buildings that would surround the environment, as opposed to wind farms or photovoltaic power plants, which we can say are ugly. Small hydropower plants can be built in many configurations [7], however, the most common is the use of an asynchronous generator.

The asynchronous generator is suitable due to its easy connection to the network and mainly because it is not necessary to control it during operation. However, this advantage is offset by the disadvantage of high losses at low power. In fact, at a constant voltage and frequency, the idle generator is approximately constant [8]. Thus, with a reduction in performance, the relative size of the losses increases, and the efficiency decreases.

Generally, an asynchronous generator is optimized to operate at rated power, but at lower power, the efficiency of the generator can be optimized. This optimization is the goal of the present work and it should bring an increase in efficiency in the mode of generation of lower power than rated power.

2 OPTIMIZATION PROCES OF SMALL HYDRO POWER PLANT OPERATION

Small hydro power plants are sensitive to changing river flow, so they very often work at lower power than nominal [6]. It causes operation with low efficiency, due to constant no load losses [9]. Average power per one month of typical small hydro power plant [9] is depicted in Figure 1:. It is clear that power oscillates during the year. During the summer, the power is near to zero. In rest of the year is the power sometimes near the nominal power 15 kW and sometimes is lower. It is better demonstrated in Figure 2:, where the average power is depicted relatively for five years. One third of time, the power is near zero. One quarter the power is higher than 7 kW. Rest of time the power

¹ Ondrej Rubes is Brno Ph.D. Talent Scholarship Holder – Funded by the Brno City Municipality

16 14 ■ 2014 ■ 2015 ■ 2016 ■ 2017 ■ 2018 12 Average power [kW] 10 8 6 4 2 0 VIII 11 111 IV V VI VII IX Х XI XII I Month

is between one and seven kilowatts, where the efficiency could be improved by reducing the losses in induction generator and in hydro turbine.



Figure 2: Distribution of average power for five years

Detailed analysis of techniques to increase the efficiency was published in previous papers [9] and [10]. To sum up the main conclusion from these papers, the efficiency of a hydro turbine might be changed with various speed of rotation, and the efficiency of an induction generator could be improved by changing stator voltage. Additionally, to change the speed of rotation is necessary to change the frequency of the stator voltage. It leads to result that some device which could be able to

change the stator voltage amplitude and frequency is needed. For this issue, a back to back converter could be used [11].

3 BACK TO BACK CONVERTER DESIGN

The back-to-back converter consists of two three-phase inverters connected by DC-link. It is commonly known power converter which can deliver energy in both directions, it can change voltage and frequency, and it can control the power factor of the grid. Simplified schematic of the power part of the converter is depicted in Figure 3:.



Figure 3: Schematic diagram of back to back converter, where L_i is input inductor and Tr is distribution transformer

One of the first step in design is selection of suitable transistors. Back to back converter is connected to the three-phase grid, so the minimum DC link voltage must be higher than rectified voltage of three phase grid [12], calculated as:

$$U_a = U_p \cdot \sqrt{3} \cdot \sqrt{2} \cdot G_t = 230 \cdot \sqrt{3} \cdot \sqrt{2} \cdot 1, 1 = 622 V$$
(1)

Where U_a is maximal voltage and U_p is effective value of one phase voltage and G_t is grid voltage tolerance. It is clear, that maximal transistor voltage must be higher than 600 V. The IGBT six-pack transistor module with maximal collector emitter voltage 1200 V was chosen. The maximal current was set as 150 A, according to operate with induction machines with power up to 30 kW. Finally, the six-pack module FS150R12KT3 from Infineon company was used.

DC-link capacitor does not have to compensate the macroscopic wave of the current, because it is eliminated by three phase inverter which provides macroscopic constant current. Current is waved only microscopic during the PWM switching. DC-link capacitor must eliminate this high frequency waves. The dimensioning of the DC-link capacitor is detailly described in [13]. Result is to use one DC-link film capacitor with capacity 480 μ F and 4 IGBT snubbers with capacity 1,5 μ F. These components are placed on one power printed circuit board, depicted in Figure 4:. The completed PCB with component is pictured in Figure 5:.



Figure 4:

Power stage PCB of back to back converter



Figure 5: Completed power stage PCB of back to back converter

The IGBT six-pack will be driven by power management modules 2SC0435 from Power Integrations company. These modules drive the transistors and manage some protection of them. Control of the power modules will be realized from ST microcontroller that will control both inverters, synchronize their PWM and regulate stator voltage and frequency on an induction machine.

An induction machine will be connected directly to the back to back converter, only with measurement of the current. On the side of three phase grid, the filtration of PWM will be needed.

4 CONCLUSION

The back to back converter is one of possibility how to increase efficiency of small hydro power plant with various river flow. This paper shortly described design of this type of converter. Fabricated PCB were demonstrated, and next steps of design was mentioned. This converter will used to make experiments on small hydro power plants to verify the hypothesis about this way of improving the efficiency, what is the future research.

ACKNOWLEDGEMENT

This research work has been carried out in the Centre for Research and Utilization of Renewable Energy (CVVOZE). Authors gratefully acknowledge financial support from the Ministry of Education, Youth and Sports of the Czech Republic under NPU I programme (project No. LO1210)

REFERENCES

- [1] D. Wheeler, "Racing to the Bottom? Foreign Investment and Air Pollution in Developing Countries," *J. Environ. Dev.*, vol. 10, no. 3, pp. 225–245, Sep. 2001.
- [2] N. Birdsall and D. Wheeler, "Trade Policy and Industrial Pollution in Latin America: Where Are the Pollution Havens?," *J. Environ. Dev.*, vol. 2, no. 1, pp. 137–149, Jan. 1993.
- [3] M. Wackernagel, N. B. Schulz, D. Deumling, A. C. Linares, M. Jenkins, V. Kapos, C. Monfreda, J. Loh, N. Myers, R. Norgaard, and J. Randers, "Tracking the ecological overshoot of the human economy," *Proc. Natl. Acad. Sci.*, vol. 99, no. 14, pp. 9266–9271, 2002.
- [4] C. Ghisetti and F. Quatraro, "Green Technologies and Environmental Productivity: A Crosssectoral Analysis of Direct and Indirect Effects in Italian Regions," *Ecol. Econ.*, vol. 132, pp. 1–13, Feb. 2017.
- [5] J. M. Carrasco, L. G. Franquelo, J. T. Bialasiewicz, E. Galvan, R. C. PortilloGuisado, M. A. M. Prats, J. I. Leon, and N. Moreno-Alfonso, "Power-Electronic Systems for the Grid Integration of Renewable Energy Sources: A Survey," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 53, no. 4, pp. 1002–1016, Jun. 2006.
- [6] A. Wijesinghe and L. L. Lai, "Small hydro power plant analysis and development," in 2011 4th International Conference on Electric Utility Deregulation and Restructuring and Power Technologies (DRPT), 2011, p. 25-30-.
- [7] S. Nababan, E. Muljadi, and F. Blaabjerg, "An overview of power topologies for micro-hydro turbines," in 2012 3rd IEEE International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG), 2012, pp. 737–744.
- [8] A. Kusko and D. Galler, "Control Means for Minimization of Losses in AC and DC Motor Drives," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-19, no. 4, pp. 561–570, 1983.
- [9] O. Rubes and D. Cervinka, "INCREASING THE EFFICIENCY OF SMALL HYDRO POWER PLANT FOR CHANGING WATER FLOW," in 23nd Conference STUDENT EEICT 2017, 2017, pp. 573–577.
- [10] O. Rubes, J. Knobloch, and D. Cervinka, "Techniques to Increase the Efficiency of Small Hydro Power Plants with Induction Machine," in 2018 IEEE International Conference on Environment and Electrical Engineering and 2018 IEEE Industrial and Commercial Power Systems Europe (EEEIC / I&CPS Europe), 2018, pp. 1–5.
- [11] R. Raja Singh, T. Raj Chelliah, and P. Agarwal, "Power electronics in hydro electric energy systems A review," *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 32, pp. 944–959, Apr. 2014.
- [12] M. PATOČKA, Vybrané stati z výkonové elektroniky: Svazek II. Pulsní měniče bez vf. impulsního transormátoru. Brno: PC-DIR Real, 1998.
- [13] J. Knobloch, O. Rubes, and R. Cipin, "DC-Bus Capacitor Sizing in the Back-to-Back Converter," in 2018 IEEE International Conference on Environment and Electrical Engineering and 2018 IEEE Industrial and Commercial Power Systems Europe (EEEIC / I&CPS Europe), 2018, pp. 1–4.

SPECTRUM ANALYSIS OF DAMAGED LED LIGHT SOURCES

Daniel Janík

Doctoral Degree Programme (2), FEEC BUT E-mail: janikd@feec.vutbr.cz

Supervised by: Petr Toman

E-mail: toman@feec.vutbr.cz

Abstract: Permanent damage to LED chips, often high temperature is one of the common problems. The article compares the spectrum of LED retrofits before and after permanent high temperature damage. Several different samples tested were damaged by the same defined temperature during operation. The radiated spectrum was measured before and after exposure to the temperature and subsequently evaluated.

Keywords: LED light sources, LED retrofit, permanent damage

1 INTRODUCTION

The LED lighting industry has been undergoing very dynamic development and price reductions in last years. Like other light sources, LED light sources have their specific features to be taken into account when using lighting systems when replacing other light sources in older luminaires. Thanks to their high luminous efficacy, low power consumption, ecological operation and variety of designs, LED technology has recently been used in modern interiors as well as in conventional lights, where it is often enough to replace only the light source. Dimensions, ease of use and long life allow architects and designers to work with this type of light source as never before. LED light sources can serve as the main lighting element in the room, as well as an additional element creating a certain light scenario. They also find application in the industry, either as a replacement for fluorescent tubes or as halogen lamps. For interior luminaires, Filament LEDs are coming to the forefront to replace the bulb. In the field of street lighting, due to the precise determination of the illuminated area, they influence not only power consumption but also the reduction of light smog. [1] [2]

2 MEASURING METHODS

One of the common ways of permanent damage to the LED chip is its long-term exposure to high temperature, deforming both the LED chip itself and the spectral properties of the luminophore to which it is covered. Poor influence on the whole light source is also high temperature on the power supply, for example in retrofit. This example can be seen, for example, in the case of a closed LED light source, for example in a lamp bulb, in which the waste heat generated by the LED during its operation is prevented. Another example is the LED light source installed in production halls under the roof structure, where the ambient temperature ϑ can be as much as 70 °C depending on the nature of the traffic in the hall and the season. The light source spectrum was measured before and after exposure to high temperature. The light source was operated at an ambient temperature of 120 °C for 30 minutes. Negative properties of the LED chip should be exhibited at this temperature and at the same time the design of the light source should not be impaired by the temperature. During the heat test, only the temperatures in the test chamber space ϑ o and the temperature on the radiator ϑ ro in close proximity to the light source LED can be measured ϑ_c . [4]

3 MEASUREMENT PROCEDURE

All measured light sources were gradually inserted into a spherical integrator, where the spectrum radiated by the measured light source was measured by a spectroradiometer and subsequently further photometric quantities, mainly luminous flux, were transferred from the spectrum. Among other things, electrical parameters were also measured for each measured light source using a programmable source through which the light source was powered. After measuring these parameters, all the light sources measured were exposed to a temperature of 120 °C for 30 minutes. The light sources were connected to the rated supply voltage during the test. After the test, the radiated spectrum was again measured in all light sources and compared to the spectrum before the thermal load. [3]

4 MEASUREMENT EVALUATION

Seven LED light sources were subjected to measurements.

Source 1 – LED retrofit filament LIVARNO	4 W,	420 lm,	2700 K
Source 2 – LED retrofit LED STAR OSRAM	8 W,	806 lm,	2700 K
Source 3 – LED retrofit IKEA	11W,	600 lm,	2700 K
Source 4 – LED retrofit AIGOSTAR A55	9 W,	720 lm,	3000 K
Source 5 – LED retrofit LIVARNO	10 W,	806 lm,	2700 K
Source 6 – LED retrofit AFIMO	5 W,		3500 K
Source 7 – LED retrofit LED LABS	8 W,	650 lm,	3000 K

The measured spectrum that a given light source emits is the basis of all other light-technical parameters, most of which come out of it, can be calculated or derived from it. The following graphs show not only how the different types of light sources and different light sources of the same type differ (COB, MCOB, filament LED). There is a visible comparison of the spectra at the moment of switching on the light source and after stabilizing the values, as well as the effect of the heat test and its effect on spectrum change. A typical LED spectrum consists of two regions, one in the blue region and the other in the region of warmer tones (longer wavelengths). The size ratio of these regions gives the resulting color temperature of the light source. When the first region prevails over the second, it means that the LED used in the light source radiates more energy directly and less transforms through the luminophore, the resulting color temperature reaches higher values, and the viewer then appears to be a cool white light source. In the opposite region, larger amounts of radiation are transformed into longer wavelengths and the color temperature reaches lower values. The light source appears warm white.

In several cases (source 1, 2, 4, 5), it is apparent from the measured values that the exposure of the LED retrofits at a high temperature has only a minor effect on the spectrum change, as shown in Figure 1. The light source spectrum is shown immediately after being connected to the light, the light red is the spectrum after stabilization of parameters. Dark shades represent the spectra after the heat test, blue again after the connection to the power and red after the stabilization of the parameters Significant spectrum changes due to the high temperature during the temperature test occurred in sources 3, 6 and 7, the shift of the spectrum mainly in the area of longer wavelengths is visible in Fig. 2, within the whole spectra then in Fig. 3. For other spectra, high temperature only caused the courses to be not as smooth as before the heat test.



Figure 1: Demonstration of spectrum shift new and damaged LED_1 at start and after luminous flux stabilization



Figure 2: Demonstration of spectrum shift new and damaged LED_3 at start and after luminous flux stabilization



Figure 3: Demonstration of spectrum shift new and damaged LED_6 at start and after luminous flux stabilization

5 CONCLUSION

The spectrum emitted by the measured LED light sources was measured before and after the heat load, which permanently damaged the LED chip, both the transition itself and the luminophore. In some cases, there has been a significant shift in spectrum or a change in radiated energy at some wavelengths, in other cases there has been only a slight ripple, but there have been no spectral shifts. It is also apparent from the graphs that even with the largest differences in spectra, this difference is comparable to the difference in spectrum at start-up and after steady light flux of the source. The heat most damaged were usually light sources of unknown or less known producers.

REFERENCES

- DVOŘÁČEK, V.: Světelné zdroje světelné diody. Časopis Světlo. 2009, roč. 11, č. 5, s. 68-71. ISSN 1212-0812
- [2] The Next Generation of LED Filament Bulbs [online]. 2015 [cit. 2019-02-25]. Available from:

http://www.ledinside.com/knowledge/2015/2/the_next_generation_of_led_filament_bulbs

- [3] FENG, W. et al. Simulation and optimization on thermal performance of LED filament light bulb. 2015 12th China International Forum on Solid State Lighting (SSLCHINA), Shenzhen, 2015, pp. 88-92. Available from http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=7360696&isnumber=7360671
- [4] Energy gostaran [online]. 2015 [cit. 2019-02-27]. Available from: http://energygostaran.com/?product=candel

Doktorské projekty

Teoretická elektrotechnika, fyzika a matematika

CHARACTERIZATION OF ALN THIN FILMS DEPOSITED ON THERMALLY PROCESSED SILICON SUBSTRATES USING PE-ALD.

Rashid Dallaev

Doctoral Degree Programme (2nd year), FEEC BUT E-mail: xdalla03@vutbr.cz

Supervised by: Petr Sedlák

E-mail: sedlakp@feec.vutbr.cz

Abstract: The aim of this work is to study topography and chemical composition of AlN thin films deposited on Si substrates previously exposed to various time of thermal processing using plasma-enhanced atomic layer deposition technique. The samples were heated up to 500 °C for the period of 2 and 4 hours. Chemical composition of wafers and the films obtained are provided by X-ray photoelectron spectroscopy (XPS). Surface topography was investigated using atomic force microscopy (AFM).

Keywords: aluminum nitride, atomic layer deposition, atomic force microscopy, Si single crystal wafers, topography, x-ray photoelectron spectroscopy.

1 INTRODUCTION

Thanks to the large band gap, high breakdown field and high electron saturation velocity, nitrides of third group elements have attracted a lot of attention in the application of various devices such as laser diodes, light emitting diodes, power devices and high electron mobility transistors. Amidst III-nitride compounds, aluminum nitride (AlN) is an attractive material due to its outstanding thermal conductivity, high electric resistance, good piezoelectric properties and ability to maintain those properties under harsh environments. [1] Despite the fact that such techniques as chemical vapor deposition and its variations are broadly used in semiconductor technology, including growth of AlN, they are not compatible with flexible substrates since CVD usually requires high temperatures. Which is why in this scenario ALD methods looks more favorable as it allows deposition at low temperatures (\sim 300 °C). Another huge advantage of ALD method is the possibility of precise control over the film growth (at the Angstrom level). [2]

Silicon wafers play a huge role in nowadays electronics such as solar cells, micro- and nanoelectromechanical systems (MEMS/NEMS), due to its great optical and electrical properties. They also are widely used as substrates for various techniques of thin films preparation (ALD, CVD, magnetron sputtering, spin coating, etc). Despite the fact that it is a very common and widespread material there is still a problem of insufficient experimental data concerning its behavior in harsh environments, for example - continuous temperature stress. Furthermore, sometime the preliminary processing of the substrates by heating or annealing is required. Which is why, it is still relevant to conduct studies on silicon wafers exposed to various outer influences. The main goal of this work is to provide analytical data on changes in topography and chemical composition of Si wafers under different periods of stress heating and following etching procedure. This data might prove to be helpful in choosing the right processing procedure of substrate during heterostructures and thin films fabrication processes [3].

The studies of temperatures stresses recently have attracted a lot of attention owing to their large isothermal entropy achieved in commercially nanomaterials. The effects of temperature process influence non-irreversible atomic processes, structural phase transitions, chemical and physical properties of materials [4].

There are several researches in which authors attempted to study behavior of Si wafers under influence of high temperatures. For example, Suzuki T. has reported in his study how high-temperature annealing affects generation of oxidation-induced stacking faults (OSF) in a silicon wafer. D. Gräf et al. have reported that the temperature stress in oxygen atmosphere considerably improves the electric properties of Si wafers [5].

In our paper we focus on structural modifications of Si wafers by thermal annealing and argon ion modification with conditions which have never been tried before. We investigate the changes of chemical composition, crystallographic properties and stereometric analysis of modified surface of Si crystal before and after temperature stressing. For this purposes, X-ray Photoemission spectroscopy (XPS) and stereometric analysis of surface measured by Atomic force microscopy (AFM) were carried out [6].

2 EXPERIMENTAL DATA

Silicon wafers 4 inch, thickness 525 ± 25 um (100), 1-side polished, p-type (Borron) of MicroChemicals production were used. Different wafers were heated up to 500 °C and annealed for two different time periods (i.e. 2 hours and 4 hours). Heating of the samples from room temperature to 500 °C was carried out uniformly during 30 minutes in air. The measurements of surface composition by XPS were carried out after cooling of the samples to room temperature. XPS spectra were done in vacuum at following parameters: 15 mA emission current, slot collimation mode, hybrid lens mode and 20eV resolution of pass energy. AlN thin films were deposited using trimethylaluminum (TMA) and N2/H2 plasma recipe under, the temperature of the deposition was 300 °C. \in total 1000cycles were performed which translates into thickness of ~70nm (1 cycle ≈ 0.7 Å).

Atomic force microscopy characterizations were carried out for the quantitative analysis of specific microstructural characteristics of samples using taping AFM mode. All AFM measurements were done at room temperature and normal humidity. Scan rate was 0.580 Hz and probe RTESPA-150 was used. All 512×512 pixel images were obtained by scanning square areas of 0.5 µm x 0.5 µm. AFM images for Si substrates with different time of temperature processing are given in fig. 1.





Figure 1: AFM images for: a),b),c) – Si substrates with no proc, 2 hours and 4 hours correspondilgly; d),e),f) - AlN film deposited on Si substrates with no proc, 2 hours and 4 hours correspondilgly

The average roughness (Ra) for films deposited on Si substrates with 0, 2, 4hours of thermal processing is 508.6, 314.9, 231.5 pm correspondingly. This suggests that the film takes a more uniform stucture if deposited on a substrate exposed to a longer annealing process.

To provide a comprehensive analysis of chemical composition of the wafers before and after annealing and the AlN films obtained on them we employed X-ray photoelectron spectroscopy (XPS) techquique. The received spectra are presented in Fig 2.







In order to confirm the presence of Al-N structure we also provide here high-resolution elemental peaks of N 1s and Al 2p.



Figure 3: High-resolution elemental spectra for a) N1 s; b) Al 2p

As can be seen from from fig. 3. binding energies of N 1s and Al 2p amount to 397,2 and 74,2 eV correspondigly. These are exact energies at which formation of Al-N bond occurs [7].

3 CONCLUSION

In this study we used AFM and XPS methods to investigate morphological and compositional changes that take place in Si wafer during thermal processing of various durations. Furthermore, aforementioned wafers have been used as substrates for deposition of AlN thin films using ALD technique. The results obtained suggest that continuous annealing process of a wafers leads to a more uniform topography of the film. After analyzing the XPS data, it became clear that on the surface of the silicon wafers there were small impregnations of carbon and an oxide film that thickens during the annealing process. The same analysis of the AlN films indicates the presence of well-defined N1s and Al 2p peaks of binding energy at which formation of Al-N occurs.

ACKNOWLEDGEMENT

Research described in the paper was financially supported by the Ministry of Education, Youth and Sports of the Czech Republic under the project CEITEC 2020 (LQ1601), by the National Sustainability Program under grant LO1401 and by Internal Grant Agency of Brno University of Technolo-
gy, grant No. FEKT-S-17-4626. For the research, infrastructure of the SIX Center was used. Part of the work was carried out with the support of CEITEC Nano Research Infrastructure (ID LM2015041, MEYS CR, 2016–2019), CEITEC Brno University of Technology.

- H. Kim, N. Do Kim, S.C. An, H.J. Yoon, B.J. Choi, Improved interfacial properties of thermal atomic layer deposited AlN on GaN, Vacuum. 159 (2019) 379–381. doi:10.1016/j.vacuum.2018.10.067.
- [2] Abdulagatov, A. I., Ramazanov, S. M., Dallaev, R. S., Murliev, E. K., Palchaev, D. K., Rabadanov, M. K., & Abdulagatov, I. M. Atomic Layer Deposition of Aluminum Nitride Using Tris(diethylamido)aluminum and Hydrazine or Ammonia. Russian Microelectronics, 47(2), (2018) 118–130. http://doi.org/10.1134/S1063739718020026
- [3] Dallaev R., G.T. Córdova, D. Sobola, S. Stach, A. Méndez-Albores, L. Grmela, Ş. Ţălu, Stereometric Analysis of Effects of Heat Stressing on Micromorphology of Si Single Crystals, Silicon. (2019). doi:10.1007/s12633-019-0085-4.
- [4] Sun, X., Gao, K., Pang, X., Sun, Q., & Li, J. Thermodynamic energy variation diagram to speculate preferred growth orientation of magnetron sputtered PbSe thin films on monocrystalline silicon substrates. Applied Surface Science, 452, (2018) 1–10. https://doi.org/10.1016/j.apsusc.2018.04.200
- [5] D. Gräf, U. Lambert, M. Brohl, A. Ehlert, R. Wahlich and P. Wagner, Improvement of Czochralski Silicon Wafers By High- Temperature Annealing, J. Electrochem. Soc., 142(9) (1995) 3189-3192. DOI: 10.1149/1.2048711
- [6] Gotoh, K., Cui, M., Takahashi, I., Kurokawa, Y., & Usami, N. Development of spin-coated copper iodide on silicon for use in hole-selective contacts. Energy Procedia, 124, (2017) 598–603.
- [7] L. Ravi, B. Krishnan, Epitaxial growth of AlN microwalls on wet etched GaN template by MOCVD, Superlattices Microstruct. 123 (2018) 144–153. doi:10.1016/j.spmi.2018.07.011.

LIDT TESTS ON OPTICAL ELEMENTS UNDER SPECIAL CONDITIONS

Jindřich Oulehla

Doctoral Degree Programme (3), FEEC BUT E-mail: xouleh03@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Dinara Sobola

E-mail: sobola@feec.vutbr.cz

Abstract: This contribution presents a technology for the design, deposition and testing of thin film coatings on optical elements designed to operate in high power pulsed laser systems. I have designed and built a test station which is used as an addition to the thin film coating production facilities used at the Institute of Scientific Instruments.

Keywords: LIDT, coatings, e-beam evaporation

1 INTRODUCTION

Laser induced damage threshold (LIDT) is an important parameter when considering high power laser systems. Such system which operate at laser energies high enough to damage an optical element already appeared in the 1970s [1]. The development in this field still continues with laser facilities reaching very high laser pulse energy levels. A few examples from recent years include ELI Beamlines or the HiLASE project, which features a kilowatt average power 100 J-level diode pumped solid state laser [2]. Various optical components are a key part of such setups and therefore a great care must be taken when designing and using them.

The design and manufacturing of thin film coatings has a long lasting tradition at the Institute of Scientific Instruments. We currently operate two electron beam (e-beam) coating systems. The first one is BAK550 by Balzers which has recently been refurbished and the second one is SYRUSpro 710 by Bühler (formerly Leybold Optics), which is equipped with the APSpro plasma source. This system is therefore capable of plasma ion assisted deposition (PIAD). As the need to evaluate laser induced damage threshold of coatings produced at our institute arose in the past, we have started to look into this area as it is a valuable addition to our existing coating production capabilities. The aim of my work in this area is to be able to test optical components for LIDT both produced at our institute and at other facilities.

One of the important features of the LIDT test station is the ability to test optical components under special conditions such as low temperatures. This is important, because high power laser require a cooling of some of the optical components such as solid state laser amplifiers to the temperatures of either helium vapors or liquid nitrogen and the optical properties of both thin film coatings and the substrates they are on are temperature dependent [3].

2 OPTICAL COATINGS

Optical coatings can serve as a variety of optical filters. My work will in the first stage concentrate mainly on antireflective (AR) and highly reflective (HR) coatings as they have a simple design, are easy to produce and are widely used in laser systems to minimize optical losses. This applies especially in cases of laser amplifiers where the one side needs to be AR coated and the other needs to be HR coated. The beam will pass through these amplifiers multiple times and efficiency is a key issue. Both our coating systems will be used to produce optical coatings for testing, as there are dif-

ferences in LIDT depending on the technology used as they have a different microstructure [4]. The choice of coating materials is also critical. One of the materials known to perform well with respect to LIDT is HfO_2 [5]. Other suitable candidates for comparison include TiO_2 , Ta_2O_5 or SiO_2 . The aim of this work is to evaluate LIDT in case of AR and HR coatings consisting of different coating materials and produced using different deposition methods both at room temperature and cryogenic temperature.

3 LIDT TEST STATION

3.1 LASER SOURCE

As the test source we use Brilliant b by Quantel. It is a Nd:YAG pulsed laser operating at a base wavelength of 1064nm. By adding 2ω , 3ω and 4ω modules, 532nm, 355nm and 266nm wavelengths can be produced. Currently only the base wavelength is used. The source laser parameters are summed up in the following table. The laser is operated at or close to the maximum pulse energy value as this way the best stability of the laser is ensured. The pulse energy is measured by a Fieldmax II energy meter by Coherent.

Parameter	Value
Repetition rate	10 Hz (or single shot)
Pulse length	6 ns
Pulse energy	max. 850 mJ @ 1064 nm
Table 1:	Laser parameters.

3.2 VACUUM CHAMBER

The vacuum chamber is necessary for the cryogenic temperature tests. The sample needs to be protected from condensation of water vapors etc. which occurs when it is cooled down under atmospheric pressure. The diameter of the chamber is 260 mm and it is fitted with ISO-K and ISO-KF flanges that allow for pumping, placing a sample holder and the use of optical windows. The working pressure is in the order of 10^{-5} mbar. The sample is cooled by a cold finger which extends out of the chamber. For simplicity liquid nitrogen cooling is used at this stage and the temperature of the sample is monitored by a Pt probe. The sample holder allows for angles of incidence between 0° and 60° . The chamber is pumped by a turbomolecular pump.



Figure 2: Vacuum chamber

4 EXPERIMENTAL SETUP

The following experimental setup is used:



Figure 1: Experimental setup: HR – mirror, T_p, R_s – transmitted, resp. reflected polarization, BS – polarizing beam splitter, DM – dichroic mirror, E – energy meter

The source laser pulse is propagated through a telescope to increase the spot size to approx. 20 mm. This is done to avoid accidental damage to optical components along the pulse path. The pulse then goes through a variable attenuator consisting of a wave plate and a polarizing beam-splitter. Depending on the polarization state the pulse follows one of the paths available to it. A movable mirror is used to switch between polarizations without the need of moving any other optical elements. Two quartz wedges are used to direct a portion of the pulse energy to an energy meter and a camera. The camera is used to inspect the spatial profile of the pulse. At the end of the optical path, the pulse is focused to a spot size of approx. 0.5 mm and hits a sample placed in a vacuum chamber. Another low power visible laser beam is used as a probe beam to ensure the source laser pulse hits the desired test site and also for damage detection based on light scattering which increases as damage occurs at the test site.

The LIDT test station will be operated in the so called 1 on 1 regime where the measurement method is the following. After the sample surface has been cleaned and inspected by a microscope, the sample is placed into the vacuum chamber. The chamber is evacuated and the sample is illuminated by the test laser. The damage threshold value is obtained by the damage-probability method. At least ten test sites on the sample are exposed to one pulse energy and the fraction of damaged sites is recorded. This procedure is then repeated for other pulse energies to for a plot of damage probability versus pulse energy. Linear extrapolation of the damage probability data to zero damage probability yields the threshold energy. This procedure is thoroughly described in [6]

5 CONCLUSION

I have designed a LIDT test station which is capable of testing optical coatings on various optical elements. It has been assembled and will be put into preliminary operation in the very near future. The station can be used for test under special conditions, mainly cryogenic temperatures. It serves

as a valuable addition to our existing well established optical coating capabilities and opens new areas of research in the field of thin film optical coatings.

ACKNOWLEDGEMENT

The authors wish to express thanks for support to the Technology Agency of CR, projects: TA02010711, TE01020233 and the project VG20132015124. The infrastructure for the research was funded by Ministry of Education, Youth and Sports CR, projects LO1212, CZ.1.05/2.1.00/01.0017, and by Academy of Sciences CR, project RVO: 68081731.

- [1] RAINER, F., F. P. D. MARCO, M. C. STAGGS, M. R. KOZLOWSKI, et al. Historical perspective on fifteen years of laser damage thresholds at LLNL. In Laser-Induced Damage in Optical Materials: 1993. SPIE, 1994, vol. 2114, p. 16.
- [2] MASON, P., M. DIVOKY, K. ERTEL, J. PILAR, et al. Kilowatt average power 100 J-level diode pumped solid state laser. Optica, Apr 20 2017, 4(4), 438-439.
- [3] MIKAMI, K., S. MOTOKOSHI, M. FUJITA, T. JITSUNO, et al. Temperature dependence of laser-induced damage threshold in silica glass. Sixth International Conference on Inertial Fusion Sciences and Applications, Parts 1-4, 2010, 244.
- [4] WOO, S. H. AND C. K. HWANGBO Effects of annealing on the optical, structural, and chemical properties of TiO2 and MgF2 thin films prepared by plasma ion-assisted deposition. Applied Optics, Mar 1 2006, 45(7), 1447-1455.
- [5] GALLAIS, L., B. MANGOTE, M. ZERRAD, M. COMMANDRE, et al. Laser-induced damage of hafnia coatings as a function of pulse duration in the femtosecond to nanosecond range. Applied Optics, Mar 20 2011, 50(9), C178-C187.
- [6] ISO 11254-1:2000. Lasers and laser-related equipment Determination of laser-induced damage threshold of optical surfaces Part 1: 1 on 1 test.

THE OTDR DETECTOR NOISE EFFECT OF THE PLASMA CURRENT DETECTION IN TOKAMAK-TYPE FUSION REACTORS

Rastislav Motuz

Doctoral Degree Programme (4), FEEC BUT E-mail: xmotuz00@vutbr.cz

> Supervised by: Petr Drexler E-mail: drexler@feec.vutbr.cz

Abstract: This paper presents a theoretical analysis dealing with the plasma current measurement in tokamaks. A Polarization Optical Time-Domain Reflectometer (POTDR) setup was used, where the general case of non-uniform magnetic field distribution along the sensing fibre takes place. As a sensing medium, a low birefringent fibre has been chosen. The work is based on the numerical simulations in therms of the Jones formalism and takes into account the OTDR detector noise reflecting the measurement error as a function of the plasma current. The measurement performance is evaluated for an ITER-relevant sensor configuration. Simulation results reveal that for plasma currents from the range of 0 to 1 MA, the signal-to-noise ratio (SNR) of 6 dB complies with the ITER requirements. Subsequently, the SNR level of 4 dB satisfies the plasma current range of 1 to 20 MA. The SNR level of 6 dB is achievable in modern POTDRs.

Keywords: POTDR, plasma current, noise, SNR, Rayleigh scattering, backscattering

1 INTRODUCTION

In tokamaks, accurate knowledge of the plasma current is of paramount importance for the reaction's stability control and the safety of the installation.

In reference [1], a measurement method based on the use of a photon-counting Polarization Optical Time-Domain Reflectometer (POTDR) was proposed. The sensor was experimentally tested using a low-birefringent fiber on the Tore Supra tokamak for a current range of 0.6 - 1.5 MA, providing a maximum error of 13.50%. An important assumption that the magnetic field along the sensing fibre is constant was made, which is indeed correct for the experiments performed at the Tore Supra [1]. However, for the divertor-type tokamaks, for example the WEST and the ITER, the strength of magnetic field along the fiber contour is changing. As a result, the approach developed in [1] is not anymore applicable.

This simulation work investigates the performance of the POTDR setup for a such non-constant magnetic field along the sensing fiber configuration. The D-shape was taken as a representative case for the ITER. The goal is to demonstrate that the plasma current can be reconstructed from POTDR measurements with an accuracy compatible with the ITER performance requirement, with better results than inductive sensors used, such as Rogowski coils, pick-up coils and flux loops [2].

2 SENSOR MODELING

Figure 1 depicts the POTDR setup. An OTDR launches optical pulses through a linear polarizer that fixes the state of polarization (SOP) incident to the sensing fiber, i.e. the fiber section forming a loop round the vacuum vessel (not necessarily circular, semicircular in our example) and therefore

subject to a magnetic field. All along its propagation, the optical pulse is continuously attenuated and scattered via the omnidirectional Rayleigh scattering phenomenon. In every scattering point, a part of the scattered light is backscattered and propagates backward towards the source. The power of the backscattered signal is then measured by the OTDR detector as a function of time, after passing through the linear polarizer. The OTDR apparatus displays the backscattered power as a function of the scattering location since the time scale t is converted to a distance z, using $z = \frac{v_g t}{2}$, where v_g is the group velocity. Note that in figure 1, the end fiber represents a magnetic field-free fiber section connected to the output of the sensing fiber.

The fiber was modeled as a concatenation of elementary sections of a length $l(1.4 \text{ cm}) \ll L_B(400 \text{ m})$ (see figure 2), where the intrinsic linear birefringence and the circular birefringence induced by the magnetic field can be considered constant. L_B is the beat length of the fiber chosen. Each elementary section *i* can be represented by a Jones matrix **M**_i relating its input and output Jones vectors, written by [3]:

$$\mathbf{M}_{\mathbf{i}} = \begin{pmatrix} \alpha_i + j\beta_i \cos\left(2q_i\right) & -\gamma_i + j\beta_i \sin\left(2q_i\right) \\ \gamma_i + j\beta_i \sin\left(2q_i\right) & \alpha_i - j\beta_i \cos\left(2q_i\right) \end{pmatrix}$$
(1)
$$\delta_i \sin(\Delta i) = \sin(\Delta i) = 1 + \sqrt{\frac{2}{2} + \frac{\delta_i^2}{2}}$$

where $\alpha_i = \cos(\Delta_i l)$, $\beta_i = \frac{\delta_i}{2} \frac{\sin(\Delta_i l)}{\Delta_i}$, $\gamma_i = \rho_i \frac{\sin(\Delta_i l)}{\Delta_i}$ and $\Delta_i = \sqrt{\rho_i^2 + \frac{\delta_i^2}{4}}$.

 $\delta_i = 2\pi/L_B$ is the linear intrinsic birefringence of the fiber and q_i the angle of its fastest axis. δ_i and q_i do not depend on the propagation direction and are considered identical for each elementary section *i*. ρ_i is the circular birefringence induced by the magnetic field. It is assumed that the fiber is not twisted. ρ_i is therefore only because of the Faraday effect and depends on the component of the magnetic field aligned with the fiber axis along section *i* (denoted by B_i) via $\rho_i = VB_i$, where *V* is a Verdet constant [4].



Figure 1: POTDR setup with a sensing fiber **Figure 2:** Modeling of the optical fiber. placed along a semicircular vacuum vessel.

In the simulation, a semicircular vacuum vessel is considered. It can be seen as an approximation of a D-shape vacuum vessel. The plasma current is considered to be equivalent to a current of intensity I_P , concentrated in the middle of the vacuum vessel's curvature horizontal radius. Calculation ρ_i along the sensing fiber then yields:

$$\rho_i = \frac{V\mu_0 I_p}{2\pi |d_i|} \cos(\phi_i),\tag{2}$$

where the angle ϕ_i reflects the magnetic field strength in particular scattering point of the sensing fiber in relation to the vessel's geometry. d_i is the vector joining plasma current position to scattering point position. r_i is the radius of semicircular vacuum vessel.

3 THE ROUNDTRIP PROPAGATION MODELING

To take into account the round-trip propagation, the boundaries between elementary fiber sections where the Rayleigh backscattering takes place in the modeling are represented by the Jones matrix of a mirror (M_m) . When considering the same coordinate system for the two propagation directions, M_m is equal to the identity matrix [5]. In that case, it is also clear that the linear birefringence parameters δ_i and q_i are identical for the two directions. This also applies to the circular birefringence ρ_i due to the non-reciprocal feature of the Faraday effect [6]. As a consequence, the forward and the backward Jones matrices are equal. This is valid because neither twist nor polarization mode coupling are present. The backscattered SOP reaching the polarizer can be therefore written as (see figure 2):

$$V_{B_j} = \left(\prod_{i=j}^{1} \mathbf{M_i}\right) \mathbf{M_m} \left(\prod_{i=1}^{j} \mathbf{M_i}\right) V_{in}$$
(3)

where V_{B_j} is the Jones vector of the light reaching the polarizer input after backscattering at the end of the elementary section *j*. Without loss of generality, the linear polarizer angle can be assumed equal to 0 i.e. $V_{in} = (1 \ 0)^T$.

Finally, the Jones vector of the wave reaching the OTDR detector is given by [5]: $V_{P_j} = \mathbf{M}_{\mathbf{P}}V_{B_j}$, where $\mathbf{M}_{\mathbf{P}} = (1\ 0; 0\ 0)$ is the Jones matrix of the linear polarizer.

The OTDR signal is proportional to the backscattered power P_{B_j} which is equal to $|V_{P_j}|^2$. By calculating P_{B_j} for every *j*, the modeling allows generating the normalized POTDR trace $P_B(z)$ (with a sampling distance *l*) for a given plasma current I_P via equation (2) and a given shape of the vacuum vessel. Note that by setting $V_{in} = (1 \ 0)^T$, the input power is set to "1" so that the simulated POTDR trace provides a normalized power versus time.

4 NOISE FLOOR

The previous analysis does not take into account the presence of noise inherent to any OTDR measurement. The SNR (denoted by *N*) is defined by the difference in dB on the OTDR trace between the maximum level of the backscattered power accordingly: $N = 5\log(\max(P_B(z))/n + 1)$, where *n* (noise floor) is the RMS (Root Mean Square) level of the OTDR signal with no input backscattered light.

From the knowledge of geometrical dimensions of the vacuum vessel and the plasma current position, a noise free trace – denoted by $P_B(z)$, can be initially calculated via the simulation procedure described above, for every single plasma current of interest. Knowing *N*, it is then possible to calculate a POTDR trace – denoted by $P_{NF}(z)$, which takes into account a presence of the noise floor [1]. P_{NF} traces are then stored for plasma current ranging from 1 kA to 20 MA with a step of 1 kA. To obtain $P_{NF}(z)$, the noise floor *n* is summed with $P_B(z)$ and the result is then normalized by its maximum value. The random contribution of the detector noise can be done by adding a random component of zero mean to $P_{NF}(z)$ in a form of Gaussian noise. It is therefore obtained $P_{BN}(z)$, called the noisy trace.

5 THE OTDR DETECTOR NOISE IMPACT IN CASE OF ITER, ANALYSIS AND EVALUA-TION

According to the ITER specification, the accuracy of the plasma current measurement must be 10 kA for currents up to 1 MA and 1% for current above [7]. The top limit of ITER plasma current is still not firmly known but should not exceed 20 MA [8]. The procedure to study the impact of the OTDR detector noise can be described by the following steps:

1) For given values of I_p and N, a POTDR trace $(P_{BN}(z))$ is simulated in order to estimate the trace that would be measured in such a configuration. 2) The simulated noisy trace is compared in the logarithm (5 log) scale with the stored curves $(P_{NF}(z))$, traces taking into account only the noise floor, not the random contribution). The plasma current corresponding to the best fit (in the least square

sense) is defined as the estimated I_p , denoted by \hat{I}_p . **3**) The relative error in percent is calculated as: $\varepsilon_r = 100 \frac{|I_p - \hat{I}_p|}{\hat{I}_p}$. **4**) Steps 1 to 3 are repeated for different noise configuration in order to get the mean relative error and the corresponding standard deviation (STD). The number of realizations is set to 10,000 in order to ensure sufficient statistical sampling. Increasing this number does not provide a significant change of the results.

Figure 3 shows an example. The red curve presents the simulated trace $P_{BN}(z)$ for $I_p = 18.146$ MA and N = 6 dB. The green curve represents the stored noise free trace showing the best fit and corresponding to $\hat{I_p} = 18.147$ MA. The fitting gives in this case a relative error of 0.0055 %. Steps 1 to 4 are repeated for every couple (I_p ,N) of interest. The first testing I_p 's were 1, 4, 8, 12 and 16 MA (high plasma current range 0–17 MA), N ranging from 3 dB to 10 dB with a step of 1 dB. A larger plasma current of 20 MA has also been considered. Moreover, several plasma currents have been simulated, namely 0.10, 0.25, 0.50 and 0.75 MA from the low plasma current range (0-1) MA, with N spaced from 4 dB to 6 dB, also with a step of 1 dB.

Figure 4 shows the mean relative error and its STD for the high plasma current range while figure 5 shows the mean absolute error and its STD for the low plasma urrent range. Figure 6 zooms over a region of interest of the STD graph.







Figure 4: Mean relative error and its STD.



Figure 5: Mean absolute error and its STD $-\log I_p$ range.



Figure 6: STD absolute error for the I_p and N ranges of interest – zoom of figure 5.

6 **DISCUSSION**

The results show that the mean error and the STD generally decrease when the plasma current increases. Higher plasma current implies stronger magnetic field and Faraday-induced rotation (equation (2)), which makes the noise contribution less substantial. It was observed, according to the graphical results, that the plasma currents of the range (1 - 20) MA generally complies with the ITER requirements. There is nevertheless an exception, namely $I_p = 1$ MA with N = 3 dB for which the relative error exceeds the accuracy limits. The simulation procedure for low range plasma currents showed that the ITER requirement (absolute error under 10 kA) is fulfilled for all currents.

7 CONCLUSION

This simulation investigated in details the detector noise effect on the measurement accuracy, in terms of quantification of the required SNR to meet the ITER requirements. It was shown that the POTDR technique allows to satisfy the ITER requirements for the plasma current measurements. For plasma currents in a 0 - 1 MA range the POTDR must have signal-to-noise ratio better that 6 dB, which can be obtained with modern devices. For currents above 1 MA the requirement for the signal-to-noise ratio can be relaxed to 4 dB. This study constitutes a first step towards the development of a POTDR system dedicated to plasma current measurement in magnetic confinement fusion reactors. In a future, other effects like radiation-induced attenuation, which can significantly affect the sensor sensitivity, will be considered.

ACKNOWLEDGEMENT

The preparation of this paper was assisted by the general student development project FEKT-S-17-4354 of the Brno University of Technology internal grant office.

- Wuilpart, M., Aerssens, M., Gusarov, A., Moreau, P., Megret, P.: Plasma Current Measurement in Thermonuclear Fusion Reactors Using a Photon-Counting POTDR. IEEE Photonics Technology Letters, 29(6), 2017, s. 547-550, ISSN 1041-1135
- [2] Donné, A.J.H, Costley A.E., R. Barnsley et al.: Chapter 7: Diagnostics. Nuclear Fusion, 47(6), 2007, s. 337-384
- [3] Rogers, A. J.: Polarization-optical time domain reflectometry: a technique for the measurement of field distributions. Applied Optics, 20(6), 1981, s. 126-129
- [4] Aersses, M., Descamps, F., Gusarov, A., Megret, P., Moreau, P., Wuilpart, M.: Influence of the optical fiber type on the performances of fiber-optics current sensor dedicated to plasma current measurement in ITER. Applied Optics, 54(19), 2015, ISSN 0003-6935
- [5] Wuilpart, M., Tur, M.: Polarization Effects in Optical Fibers. Advanced Fiber Optics, EPFL Press, 2011, s. 29-86, ISBN 978-1-4398-3517-3
- [6] Palmieri, L., Galtarossa, A.: Distributed Polarization-Sensitive Reflectometry in Nonreciprocal Single-Mode Optical Fibers. Journal of Lightwave Technology, 29(21), 2011, s. 3178-3184, ISSN 0733-8724
- [7] ITER Physics Expert Group on Diagnostics and ITER Physics Basis Editors.: Measurement of plasma parameters. Nucl. Fusion, 39, 1999, s. 2541-2576
- [8] Vayakis, G.: System Design Description (DDD) 55.A0 Magnetic Diagnostics. ITER Organization, Internal document, 2016

MEASURED PARAMETERS OF THE THREE-AXIS GAUSS-METER

Tomáš Hejtmánek

Doctoral Degree Programme (1), FEEC BUT E-mail: xhejtm07@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Zdeněk Roubal

E-mail: roubalz@feec.vutbr.cz

Abstract: The purpose of this article is a measuring parameters of a gaussmeter with a three-axis measuring probe designed for magnetic field mapping. Commercially available gaussmeters have low frequency bandwidth for these purposes, and signals cannot be measured in synchronous detection mode. Therefore, a suitable magnetic field sensor was selected and one channel of the device was designed and made. In particular, the higher bandwidth for three-axis measurement and the possibility of synchronous signal detection were taken into account. Attention will also be paid to designing a suitable mechanical design of the probe and the location of the sensors. The gaussmeter will be used for magnetic impedance tomography (MIT), which is reconstruction method of conductivity image. On the proposed device was performed measurements of frequency bandwidth, noise measuring of Hall probe and measuring constants of Hall generators. The properties were evaluated and compared with parameters of commercially available Gaussmeters.

Keywords: Gaussmeter, frequency bandwidth, Hall probe noise measuring, constants of Hall cells

1 INTRODUCTION

Magnetic impedance tomography is a method of reconstituting a sample image based on the conductivity distribution on its surface, [1]. For the reconstruction to take place, it is first necessary to map the magnetic field on the surface of the sample. For this purpose, gaussmeters working on different measurement principles are used, depending on the accuracy of the measurement and the magnitude of the measured magnetic field. The basic requirements for mapping the magnetic field include, above all, the accuracy of the measurement and the smallest scanning surface, thus achieving a high spatial resolution. For laboratory measurements, the gaussmeters with Hall probes are most used. The three-axis gaussmeter in our department's magnetic field measurement laboratory can only be used for mapping under very specific conditions. Its bandwidth is limited to 400 Hz and does not allow for synchronous detection, which results in the need for measurement in a very disturbed environment or in a shielded chamber. This would be extremely disadvantageous and restrictive for future use of this method in industry, as MIT applications are expected to detect defects in metallic materials. This article deals with the design of a three-axis gaussmeter and its mechanical construction. Attention will be paid to the large frequency bandwidth and the use of synchronous detection in alternating measurements. The first step is to perform a search for a suitable Hall probe. Subsequently, design of amplifier circuits for Hall probes and AC power supplies. In the next part of the proposal the mechanical design of the sensing element and the mutual positioning of the sensors are solved, [2]. The finished gaussmetr was subjected to measurement of its actual parameters and compared with parameters of LakeShore model 460, [3].

2 MEASUREMENTS

2.1 HALL SENSOR NOISE MEASURING

Noise measurements of the Hall cells used on the HP 35660A low-frequency FFT spectral analyzer with frequency range up to 100 kHz were performed. In the measurement, Hall's cell was placed in a zero-magnetic chamber and was connected to the analyzer via the amplifier. Measurements ranged from 10 Hz to 7,4 kHz with 1, 2 and 5 mA supply currents. First, Hall sensor was replaced by a short circuit to measure the amplification string noise and correcting the measured values with the connected Hall generator. Further measurements have already been carried out with the attached sensor and the gain of the amplifiers at 86 dB. The measured values were converted to the input noise voltage in nV/ \sqrt{Hz} , [4]. In Fig. 1 is a recalculated equivalent input noise magnetic field obtained through the sensitivity of the Hall probe. For DC power, it is preferable to select a current of 1 mA with a 1/f noise at low frequencies, as with higher excited currents. This value is also recommended by the manufacturer of Hall cells [5]. In the case of alternating excitation, it would be preferable to choose the excitation current higher, because in the white noise area we will achieve higher sensitivity at higher currents [6].



Figure 1: Hall sensor noise measurement

2.2 THREE AXIS PROBE

Based on inspiration from various probe designs, a prototype was constructed, which is depicted in Fig. 2. The core is part of the PCB, which houses three Hall cells. The carrier cube is made of 5 x 5 x 5 mm plastic material and is glued to the printed circuit board. In close proximity to the cube, there is a PT1000 sensor that measures the temperature of the Hall sensors to compensate for the temperature drift of the cells, [7].



Figure 2: Three-axis probe

2.3 HALL CONSTANTS MEASURING

In order to accurately determine the magnitude of the measured magnetic field, it is necessary to know the Hall element constant. For HE144 sensors, the manufacturer gives a typical value 200 mV/T at a supply current of 1 mA, but the actual value may be in the range of 180 to 360 mV/T. Using calibration magnets with precisely defined magnetic induction magnitude, the actual values of the constants of all three sensors were measured, see Fig. 3.



Figure 3: Measuring in calibration magnet and zero Gauss chamber

The measurement was first performed in a zero magnetic chamber to determine the offset value that was subtracted from the measured value in the calibration magnet. Hall voltage for individual magnets was measured for different gains and the resulting constant was calculated as the average value. The results show that the reported typical value almost agrees with the measured values (Tab. 1). Knowing the exact values of constants is important for processing the measured voltages and converting them into magnetic induction, [8].

B [mT]		9,9	195	990	U_{H}
	A_U	U _H [mV/T]			mV/T
Sensor 1	20x	208,59	207,66	202,47	
	200x	209,48	208,66		207,74
	2000x	209,58			
~ •	20x	193,80	201,49	196,35	
Sensor 2	200x	199,77	204,39		199,46
	2000x	200,97			
	20x	202,35	202,50	199,35	
Sensor 3	200x	205,72	201,72		202,93
	2000x	205,98			

Table 1:Measured constants of three HE144 sensors

2.4 FREQUENCY RESPONSE MEASUREMENT

Measurement of the frequency range of a three-axis probe was assembled by a measuring apparatus consisting of a signal generator, power amplifier and Helmholtz coils, which in their center gener-

ate a homogeneous magnetic field and the Hall probe was mounted thereon, see Fig. 5. The output voltage was measured by an oscilloscope and the current flowing into the coils was measured by a current probe to the oscilloscope. It was possible to set precisely the same current value for each frequency and the magnetic field excited by the coils was thus constant. A current of 3 A was selected for the measurement and the gaussmeter range set to 3 mT. From the first measurement performed, a strong frequency dependence of the sensor was evident, which was caused by the induced voltage to the lead wires to the Hall cell, which was added to the measured Hall voltage. An adjustment was made to shorten Hall sensor solder pins and replace both power and sensing wires on the printed circuit with twisted lacquered wires. Subsequently, a second measurement was performed, and the results obtained were compared. The measured values indicate that the frequency range is approximately 1 kHz. The measurement result is on Fig. 4.



Figure 4: Frequency response of Hall probe



Figure 5: Frequency bandwidth measuring

3 CONCLUSION

The paper briefly deals with design of gaussmeter with triaxial probe and its use for magnetic field mapping in magnetic impedance tomography. Above all, it discusses the measured parameters of the proposed device. After construction of gaussmeter relatively extensive measurements were carried out, especially the Hall cell noise and also the measurement of constants of the used Hall generators. Chapter 2.4 describes the three-axis probe bandwidth measurement, where the initial measurement showed a three-axis probe frequency range of only 300 Hz, due to inappropriate conduction of the wires to the Hall cells. Therefore, the PCB modification was performed and the characteristic measured again. Figure 4 shows that the bandwidth has been increased to 1 kHz, which is twice as high as the LakeShore model 460.

ACKNOWLEDGEMENT

The preparation of this paper was assisted by the general student development project in progress at Brno University of Technology.

- T. KŘÍŽ, Nové typy a principy optimalizace digitálního zpracování obrazů v EIT. Brno, 2016. https://www.vutbr.cz/www_base/zav_prace_soubor_verejne.php?file_id=113762. Dizertační práce. Vysoké učení technické v Brně. Vedoucí práce prof. Ing. Jarmila Dědková, CSc.
- [2] Hejtmánek, T.: Gaussmeter with a three-axis probe. In Proceedings of the 24th Conference STUDENT EEICT 2018, Brno, 2018.
- [3] Model 460 specification. In: Lake Shore Cryotronics [online]. [cit. 2019-02-20]. https://www.lakeshore.com/products/gaussmeters/model-460-3-channelgaussmeter/pages/Specifications.aspx
- [4] Měření šumových parametrů operačního zesilovače: návod ke cvičení z X37MDK. Praha, 2008.
- [5] Analog Hall Sensor HE144: Datasheet [online]. [cit. 2019-02-22]. http://www.asensor.eu/productdata/Datasheet-HE144X.pdf
- [6] T. REMBERT, Development of Micro-Hall Sensors for High Power Electronics Applications. Fayetteville (Arkansas), 2012. http://scholarworks.uark.edu/cgi/viewcontent.cgi?article=1023&context=eleguht. Undergraduate Honors Theses. University of Arkansas.
- BERGSMA, F. Calibration of Hall sensors in three dimensions. In: 13th International Magnetic Measurement Workshop [online]. Stanford (California): CERN, 2003 [cit. 2017-12-12]. Dostupné z: https://cds.cern.ch/record/1072471/files/cer-002727968.pdf
- [8] HEJTMÁNEK, T. Návrh gaussmetru s tříosou měřicí sondou. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav radioelektroniky, 2017. 84 s., 40 s. příloh. Diplomová práce. Vedoucí práce: Ing. Zdeněk Roubal, Ph.D.

ADVANCED STRUCTURAL ANALYSIS OF SILICON SOLAR CELLS

Nikola Papež

Doctoral Degree Program (3), FEEC BUT E-mail: Nikola.Papez@vutbr.cz

Supervised by: Dinara Sobola E-mail: sobola@vutbr.cz

Abstract: The study investigates the structural imperfections of photovoltaic cells based on polycrystalline silicon. Experimental characterization focuses in particular on the degradation and defects analysis. Two modern techniques were used – scanning electron microscopy (SEM) with electron beam induced current (EBIC) and 3D digital optical microscopy. The properties and range of cell defects that can significantly affect its function were characterized with this inspection and failure analysis.

Keywords: SEM, EBIC, optical microscopy, solar cells, defects

1 INTRODUCTION

Electron microscopy with EBIC is mostly used for semiconductor analysis and characterization, such as surface and subsurface defect detection, contamination analysis and pn junction visualization in sample cross-section. It can also be used to measure IV characteristics and depletion region thickness measurements [6].

A large number of electron-hole pairs are generated during using an electron beam when observing a sample with an electron microscope. In the case of a pn or Schottky junction, the pair of electron-hole may be separated by an internal electric field which will drift electrons and holes to the n and p side. The p and n sides of the sample are then connected via the current amplifier. Separated electrons and holes flow through the circuit and create an electron beam induced current (EBIC). In the next step the current amplifier output is used as a SEM imaging signal [5].

Compared to electron microscopy, digital optical microscopy in three-dimensional mode offers a complete overview of the sample structure. Its advantage lies in the far better handling of the sample and its non-destructive analysis of non-conductive particles and features on the surface with very good dynamic contrast range (DHR+). These possibilities are harder to achieve with SEM [7, 8].

Using of EBIC method as well as the observation of the structure by an 3D optical microscope appears as very prospective and effective method for the analysis of structural imperfections of the solar cells.

2 MATERIALS AND METHODS

The subject of the investigation was polycrystalline silicon photovoltaic cells. Thanks to their material properties and purchase price it is the most used type of solar cell at all. For this reason it is desirable to focus to the analysis of surface and subsurface defects [4, 2].

Prior to measurement, the sample was cleaned in an ultrasonic cleaner. For LYRA3 electron microscope measurements samples were connected using nanomanipulators with two very precise needles mounted on motorized arms. This connection method was used as a solar cell has no direct cable termination. The position of the photovoltaic cell and thus also the pn junction, was perpendicular to the electron beam, referred to as the plain view (PV-EBIC). The generated current is measured by a pico-ampermeter inside the detector, then the signal is converted to digital by a converter (ADC), processed by a digital processor (DSP) and connected to a computer as described in the Figure 1. The SEM accelerating voltage was set to 10 kV with applied forward 0.8 V bias voltage. With this bias voltage various types of electrical junctions were clearly visible. It is also influenced by the sensitivity of the detector.



Figure 1: Wiring diagram for EBIC method.

By measuring the Keyence VHX-6000 digital optical microscope under standard ambient temperature and pressure (25 °C, 101 kPa), it has been evaluated the exact dimensions of the contacts. It was also observed other features and surface degradation including oxidation. Some of these imperfections, such as organic impurities are not easily localized by electron microscopy due to degradation of the sample with an electron beam. This contamination can occur during cleaning, handling or cutting of samples. The reason for choosing the device was rapid and extensive analysis under very high DHR, which would not be in other cases easily feasible. This has been achieved thanks to optimized lighting from three sides and Depth from Defocus Depth (DFD) function with up to $5000 \times$ magnification.

3 RESULTS

Below, from the EBIC measurement results in the set in Figure 2 a solar cell placed on the holder can be seen using a conductive carbon tape. The connection with the nanomanipulators was through the top contact of the cell and through its holder. If the pn junction is not ideal and contains some resistive impurities or leads, the induced current may decrease. Figure 2b shows the contrast between the silver contacts and the silicon surface, and the induced current between the two interfaces. It can also be seen that the cell surface is not completely homogeneous and indicates the occurrence of various failures and other impact of degradation and impurities [1].

In the picture can be also noticed a two points of interest, which are marked by a yellow frame. If we focus on frame number 1 and compare its contents between Figure 2a and 2b, we can observe the completely inactive part of the solar cell surface, which is presented by EBIC by a strong cut. However, this part of the surface is not visible in Figure 2a from SEM at all. The second yellow frame with the number 2 then represents the Figure 3 for better illustration. In addition to the small impurities on which the white circles show a subsurface crack can be observed across the cell surface, which is also not evident from the first Figure 3a. These cracks occurred in multiple parts of the solar cell and their uniformity and rare appearance confirm that cannot be confused with grain boundaries.

The next part of the measurement was focused on the silver contacts of the cell using an optical microscope (see Figure 4). The exact surface structure and the inhomogeneously applied contact on the cell can be seen from the three-dimensional view in Figure 4a. The contact height profile was measured, as indicated by the 2D measurement where are marked crosses in Figure 4b and Figure 5.



Figure 2: Solar cell scanned by a) SEM microscope using b) a grayscale EBIC method.



Figure 3: Detail of the solar cell surface and b) one of the subsurface and other defects measured by colored EBIC which cannot be clearly seen in Figure a) from electron microscope.



Figure 4: Examination of quality and uniformity of silver contacts in a) 3D and b) 2D view.

Difference between the two points in heights was measured with use of different depth of field DFD function mentioned in part 2. The contact height may vary depending on the accuracy of the contact application method which is in this case screen printing. The height of these contacts reaches an average of $21 \,\mu$ m, which is the typical height for cells of this type [3]. This was experimentally determined by measuring several points on the cell. As can be seen from Figure 4a, the heights of these contacts are not identical at all locations.



Figure 5: Height profile of the solar cell contact measured by an optical microscope.

4 CONCLUSION

From EBIC measurements and 3D digital optical microscope observations, polycrystalline Si solar cell was properly characterized and its surface and subsurface defects and impurities were found. With use of EBIC, the interface between contact and solar cell was successfully imaged. Here image contrast shows a different concentration of carriers in silver contact and Si semiconductor. The subsurface defects manifested themselves in the form of cracks, which as also shown, may lead to failure of the entire cell region. Contact was ohmic and there was no visible delamination. By optical microscope it was also measured that the application of the contact was not uniform. Besides such irregularities may lead to different current densities on the contact. Thus, described methods above have localized with great precision and certainty defects in the solar cell. That defects may have occurred during fabrication, manipulation or as a result of other types of degradation.

ACKNOWLEDGEMENT

Research described in the paper was financially supported by the Internal Grant Agency of Brno University of Technology, grant No. FEKT-S-17-4626. Part of the work was carried out with the support of CEITEC Nano Research Infrastructure (MEYS CR, 2016–2019). For the research, infrastructure of the SIX Center was used.

- [1] GAJDOŠ, A.; ŠKARVADA, P.; MACKŮ, R.; PAPEŽ, N.; ŠKVARENINA, L'.; SOBOLA, D. Isolation and optoelectronic characterization of Si solar cells microstructure defects. *Journal of Physics: Conference Series*, 2018, 1124, issue 4, p. 1-6. ISSN: 1742-6596.
- [2] GAJDOŠ, A.; ŠKVARENINA, L'.; PAPEŽ, N.; ŠKARVADA, P.; MACKŮ, R. Advanced methods for localization and isolation of surface defects in monocrystalline silicon solar cells. Progress in Applied Surface, Interface and Thin Film Science - Solar Renewable Energy News 2017. Bratislava: Comenius University, 2017. s. 42-42. ISBN: 978-80-223-4411-1.
- [3] PAPEŽ, N. Morphological structure of solar cells based on silicon and gallium arsenide after ion etching. *In Proceedings of the 24th Conference STUDENT EEICT 2018*. Brno: 2018. p. 513-517. ISBN: 978-80-214-5614-3.
- [4] PAPEŽ, N.; SOBOLA, D.; ŠKVARENINA, L'.; ŠKARVADA, P.; HEMZAL, D.; TOFEL, P.; GRMELA, L. Degradation analysis of GaAs solar cells at thermal stress. *Applied Surface Science*, 2018, issue 461, p. 212-220. ISSN: 0169-4332.
- [5] PARISH, Ch. M. Electron and Ion-beam Characterization of Nitride Semiconductor Devices. North Carolina, 2006. Doctoral thesis. North Carolina State University. Supervised by Phillip Russell.
- [6] PARISH, Ch. M.; BACHTELOR D.; CURT P. and RUSSELL P. Tutorial: Electron Beam-Induced Current in the Scanning Electron Microscope. *Microscopy and Analysis*. 2007, pp. 11–13.
- [7] SOBOLA, D.; PAPEŽ, N.; ŠKARVADA, P.; TOMÁNEK, P.: Srovnání metod SEM a SPM pro charakterizaci solárních článků. *Jemná mechanika a optika*, 2017, č. 62, p. 81-83. ISSN: 0447-6441.
- [8] ŢĂLU, Ş.; PAPEŽ, N.; SOBOLA, D.; ACHOUR, A.; SOLAYMANI, S. Micromorphology investigation of GaAs solar cells: case study on statistical surface roughness parameters. *JOURNAL OF MATERIALS SCIENCE MATERIALS IN ELECTRONICS*, 2017, 28, issue 15, p. 1-12. ISSN: 0957-4522.

POSSIBILITIES OF WIRELESS CHARGING FOR MULTI-PURPOSE ELECTRONIC SYSTEMS

Josef Pokorný

Doctoral Degree Programme (1), FEEC BUT E-mail: xpokor61@vutbr.cz

Supervised by: Petr Marcoň

E-mail: marcon@feec.vutbr.cz

Abstract: This article describes possibilities of wireless charging (WC). One of the main application fields lies within small-size electronics and currently also the recharge electric vehicles (EV). Wireless Charging Station (WCS) is based on inductive power transmission (IPT) of electrical energy. The station is divided into a docking station and a charger. It includes invertor operating up to 108 kHz, a circular spiral coil on the receiving and transmitting side, rectifier with step-down converter and controllers. Wireless modules communicate in the ISM band with GFSK modulation, and are used for voltage and current monitoring in the charger, which can determine the insufficient position of the coils. This is also a way to enable accurate landing for unmanned aerial vehicles (UAV) instead of landing with camera and quick response (QR) code detection. Nevertheless, for precise guidance UAV towards station is necessary the global position system (GPS). The electromagnetic interference (EMI) in the shielded chamber was measured to give the idea about electromagnetic radiation.

Keywords: WC - wireless charging, IPT - inductive power transmission, EMI - electromagnetic interference, WPT- wireless power transfer

1 INTRODUCTION

Wireless charging is becoming a heavily evolved electrical engineering branch. Allowing users to seamlessly recharge mobile devices as easily as data are transmitted through the air [1-3]. The advantage of WPT is no use of charging connectors. Disadvantage is the number of components for charging increases. Nowadays current trend is resonant or inductive charging. Both methods use different electronics topologies to transfer energy. The resonance method carries the possibility of charging up to several tens of centimeters, while induction results in higher efficiency and lower interference.



Figure 1: Basic schema of WCS

Figure 1 shows basic schema of WCS. The main source, a toroidal transformer, supplies the energy to the inverter connected as a double-acting source to power the transmitting coil. The WPT from the receiving coil proceeds towards the rectifier with Schottky diodes and then engages the step-down converter, which directly neighbors on the battery and the communication converter (having a 5 V output and 3.3 V operating voltage). Minor problem occurs with the transferring energy. Between

coils is generated an electromagnetic field, which generates EMI. This may adversely affect the guidance and information systems and a serious error may occur in the electronic system. The station design is designed to charge low voltage and low power devices which can used Separated Extra Low Voltage (SELV).

2 MAGNETIC NEAR FIELD OF SINGLE LAYER SPIRAL COIL

The magnetic field moves from the inner radius of the coil to the outer radius and between the individual threads is blocked. The field thus grows along the top and bottom of the threads to a coherent state. At the outer edge of the coil there is a rapid reversal of the field and its polarity is changing rapidly. An important advantage is greater internal field strength and accurate centering for the WPT. Figure 2 shows the magnetic near field between turns of the coil model.



Figure 2: Magnetic near field of spiral air coil

3 WIRELESS TRANSMISSION

Experimental measurements were performed on 10 μ H inductance coils [4]. The coils handle a theoretical maximum continuous current of 12 A. In Figure 3 are both coils. Power between them was measured depending on the altitude and misalignment. For the WPT letter "z" means altitude and the letter "e" means misalignment. The measurement was made for a load with a maximum transferred power of 52 W. Measured was rectified voltage and current from the transformer to the transmitting coil at the station. For receiving side was measured a rectified voltage and current depends on frequency.



Figure 3: Measuring power dependence on altitude and misalignment.



Figure 4: The dependence of the power efficiency of the inductive load transfer of 52 W on misalignment and altitude.

The graph in Figure 4 (for the WPT) shows that the inductive power transfer is most effective when the coils are misalignment to a maximum of 4 mm and the axial distance of 2 mm. The efficiency then decreases rapidly. But with a misalignment greater than 10 mm and a coil distance z = 2 mm, it's still better than 50%. Such efficiency is enough to start the charging process. The centering algorithm then increases efficiency. The charging power of the entire station with the consumption of all modules is 40 W.

4 EMI MEASURMENT

The WCS was measured in a shielded chamber at a distance of 3 m from the Bi-Logarithmic measuring antenna to the WCS. However, according to the general standard EN 50081, which includes residential areas and light industry, EMI is usually measured at 10 m [5]. The limit value for distance 3 m on the frequency range from $30 \div 230$ MHz is 40 dBµV/m and for the frequency range $230 \div 1000$ MHz it is 47 dBµV/m.





Figure 5: Measured EMI for different power rates with horizontal polarization antenna

The values in the graph ensure that the equipment or WCS does not interfere with the operation of other conventional electrical and electronic equipment. The largest radiation was measured for horizontal polarization as shown in Figure 5. An undesirable level of 45 dB μ V occurs around the 60 MHz and 200 MHz frequencies with 20 and 40 W station power. The reason for the overlimit interference is the non-inclusion of a suitable EMI filter before tranformer and on the converter output.

5 SIMPLIFIED CHARGING FUNCTION

When the charging station is switched on, the microcontroller peripherals are initialized by a timer that is used for reading in the interrupt. The GPIO ports indicate the connection status of the station with the charger via LEDs. Other ports fold for opto-coupler switching to adjust feedback voltages. Next, the wireless module addresses and the Ethernet port of the Ethernet module are automatically set. The infinite loop is waiting for the connection to be established. If wireless modules are connected, a maximum of 50% duty cycle is set on the transmitter coil and data are awaited. The received data are copied to the data field from which it is then read out via the port to the website. If the connection is not established, the loop for excitation of the transmitter coil remains 15%, and the "unconnected" status is printed on the web pages and the program returns to an infinite loop as shown in the flowchart in Figure 6.



Figure 6: Flowchart for charging status

6 CONCLUSION

The goal for this article was to discuss and describe the WCS charger with a total useful power of 40 W for multipurpose electronic systems. Efficiency of Wireless power transfer (WPT) is 80 % for the exact coil misalignment. With a drop on all elements, the efficiency of the entire station is 68%. Efficiency can be enhanced by adding active measuring elements to topologies. The charger is versatile for devices with a low input voltage to 16.4 V. The field around flat spiral coils has been described, which transmits power with good efficiency even at 10 mm eccentricity. The station had EMI over-limit values in two frequency areas for horizontal polarization of the measurement antenna. Interference can be eliminated with a suitable EMI filter. The EMI was measured for vertical and horizontal polarization of the antenna and for two WCS angles and 4 different outputs. The solution contains a station where it is possible to monitor the transmitted power and the charger, which can be installed on a drone or a mobile robot. This eliminates the need to maintain contacts and offers the ability to charge in different environments.

- [1] O. Simon, J. Mahlein, F. Turki, D. Dörflinger and A. Hoppe, "Field test results of interoperable electric vehicle wireless power transfer," 2016 18th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'16 ECCE Europe), Karlsruhe, 2016, pp. 1-10. doi: 10.1109/EPE.2016.7695694).
- [2] Inductive Wireless Charging for Automotive Applications [online]. [cit 2019-01-20], https://www.cst.com/solutions/article/wireless-charging-for-automotive-2017
- [3] A. P. Sample, D. T. Meyer and J. R. Smith, "Analysis, Experimental Results, and Range Adaptation of Magnetically Coupled Resonators for Wireless Power Transfer," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 58, no. 2, pp. 544-554, Feb. 2011. doi: 10.1109/TIE.2010.2046002
- [4] WE-WPCC Wireless power trasmitter Coil [online]. [cit 2019-01-20], https://katalog.weonline.com/en/pbs/WE-WPCC-TRANSMITTER
- [5] Základy elektrické kompaktibility [online]. [cit 2019-01-07], http://www.elektrorevue.cz/clanky/01036

Doktorské projekty

Zpracování signálů, obrazu a dat

COOPERATIVE AND CONNECTED MOBILITY FILED TESTING ENVIRONMENT

Václav Mecerod

Doctoral Degree Programme (1), FEEC BUT E-mail: xmecer01@vutbr.cz

Supervised by: Miroslav Balík

E-mail: balik@feec.vutbr.cz

Abstract: Cooperative Intelligent Transportation System (C-ITS) and its services are paving the way to safer future on the roads and higher levels of autonomous mobility. Not only the technology availability, but also legal acts of European Commission are enabling research, development and consequent deployment of such services. It increases the demand on hardware and software conformance testing with the current and future standards as well as service interoperability across member states of the European Union. In this paper, we present a complete cooperative and connected mobility filed testing environment. It simplifies otherwise difficult task demanding sophisticated preparation, vehicle integration, field test management, data gathering and processing.

Keywords: C-ITS, V2X, CCAM

1 ÚVOD

Kooperativní, bezdrátově komunikující, automatizovaná a autonomní mobilita CCAM (Cooperative, Connected, Automated and Autonomous Mobility) není pouze zaužívaným termínem v oblasti výzkumu moderních technologií pro budoucí dopravu, ale pomalu rozšiřující se realitou. A to především díky nově vnikající právní regulaci na půdě Evropské komise. Ta je v tuto chvíli připravena ve formě oficiálního návrhu a zveřejněná k připomínkám veřejností. V současnosti je zaměřena především na kooperativní systémy inteligentní dopravy C-ITS (Cooperative Intelligent Transportation Systems), formující podskupinu CCAM. Tento akt v přenesené pravomoci zahrnuje jak detailní technické požadavky na zařízení zprostředkující komunikaci mezi účastníky provozu na pozemních komunikacích (dále jen účastník provozu), tak i systémové požadavky na služby a zabezpečení. Ty budou zajišťovat především zvýšenou bezpečnost všech účastníků provozu a efektivitu přepravy.

Ovšem samotná legislativa pro přenesení výsledu výzkumu do reálného provozu nestačí. S tímto záměrem vzniká nová platforma složená z expertů z výzkumné, veřejné i soukromé sféry. Je založena na základě adoptovaného sdělení Komise ostatním orgánům Evropské Unie "Na cestě k automatizované mobilitě: strategie EU pro mobilitu budoucnosti" (COM(2018) 283 final). Jedná se o jednotnou platformu pro testování na silnicích a prvotní nasazení kooperativní a bezdrátově komunikující automatizované a autonomní mobility (oficiálně Single Platform for open road testing and pre-deployment of cooperative, connected, automated and autonomous mobility).

Z výše uvedeného je zřejmé, že každý, kdo chce přispět k tomuto trendu v kterékoliv z vyjmenovaných oblastí, musí disponovat vybavením umožňujícím jak prvotní ověření jednotlivých tezí a předpokladů, tak testy v komplexním prostředí jakým může být například vytížená pozemní komunikace za plného provozu. Následující kapitoly jsou věnovány popisu navržených a následně postupně realizovaných bloků tvořících komplexní prostředí pro testování kooperativních a bezdrátově komunikujících systémů v provozu na pozemních komunikacích. Celé testovací prostředí bylo vytvořeno ve spolupráci s týmem expertů firmy Alps Alpine CO., LTD.

2 HARDWAROVÉ VYBAVENÍ TESTOVACÍHO PROSTŘEDÍ (ITS JEDNOTKA)

V současnosti jsou služby C-ITS realizované především bezdrátovou komunikací známou na území Evropy jako ITS-G5 a z velké míry standardizovanou v rámci ETSI. Hardware odpovídající nejen těmto standardům ale i budoucím požadavkům již zmiňovaného aktu v přenesené pravomoci je nezbytným základem pro jakýkoliv test. Mezi základní ITS jednotky patří především palubní jednotka OBU (On Board Unit) pro vozidlo, osobní jednotka PU (Personal Unit) určená například pro chodce, nebo cyklisty a jednotka infrastrukturního bodu RSU (Road Side Unit). Hardware popsaný v následujících odstavcích je schopen pracovat v režimu OBU i RSU a komunikovat s PU, která je realizovaná mobilním telefonem.

ITS jednotka vyhovující již zmíněným požadavkům je zobrazená na obrázku 1. Linuxový operační systém založený na Yocto Project běžící na ARM Cortex-A9 CPU s 2 GB RAM. Jednotka je vybavena běžně využívanými rozhraními jako Ethernet, UART, CAN, USB. Nezbytnou součástí je ITS-G5 blok zajištující komunikaci s okolními ITS jednotkami.



Obrázek 1: ITS jednotka

Fyzická vrstva je plně v souladu se standardem IEEE 802.11p, který zajišťuje interoperabilitu nejen v Evropě ale v globálním měřítku. Velkou předností ITS-G5 bloku je zvolená modulární architektura umožňující testování různých dostupných technologických variant. Příkladem mohou být jedno/dvou kanálové, nebo diverzitní varianty, či různé implementace hardwarového bezpečnostního modulu zajištující bezpečné uchovávání soukromých klíčů pro realizaci zabezpečení komunikace. Nutnost testování různých modifikací pro konkrétní typ jednotky, nebo vozidla znázorňují výsledky prezentované na ITS World Congress [1] a zobrazené na obrázku 2. Měření porovnává vyzařovací charakteristiky s jednou a dvěma antény v diverzitním zapojení. Všesměrové vyzařovací charakteristiky bylo dosaženo právě v diverzitním zapojení.



Obrázek 2: Umístění antény v přední části střechy (vlevo), umístění antény v zadní části střechy (uprostřed), umístění dvou antén na vozidle v přední a zadní části střechy současně.

Výhodou dosažené všesměrovosti je především neblokování signálu tvarem karoserie daného vozu a tak mimo jiné také lepší pokrytí C-ITS službou. Příkladem pak je měření provedené v rámci testu interoperability pod záštitou organizace InterCor v oblasti francouzského města Remeš. Při instalaci

antén v diverzitním zapojení (modré linky na obrázku 3 vlevo), bylo dosaženo mimo jiné většího komunikačního rozsahu v řádu nižších desítek procent s fixně instalovanou RSU.



Obrázek 3: Modré šestiúhelníky na mapě vlevo znázorňují RSU, oranžové křivky variantu s jednou anténou ve středu střechy vozidla, modré křivky variantu v diverzitním zapojení. Vpravo pak reálná instalace antén na vozidle.

Dalším blokem je lokalizační modul. Stejně jako v případě ITS-G5 komunikačního bloku je i tato část řešena modulárně. Tedy je možné využít těch nejnovějších lokalizačních technologií dostupných na trhu. Přesná lokalizace je nezbytná i v případě ztráty lokalizačního signálu GNSS (Global Navigation Satellite System).



Obrázek 4: Ukázka nepřesnosti starého lokalizačního modulu v podmínkách podzemního parkoviště, tedy bez GNSS signálu.

Obrázek 4 znázorňuje nepřesnosti lokalizačních dat v čtyřpatrovém podzemním parkovišti, tedy za využití odometrie vozu a tříosého senzoru. Oranžová šipka ukazuje bod maximálního vychýlení po sjetí do nejnižšího patra parkoviště. Průjezd nejnižším patrem by měl být rovnoběžný s průjezdy prvním a druhým podzemním patrem.

V rámci druhé čtvrtiny roku 2019 bude nedostatečně přesný lokalizační blok nahrazen novým multikonstelačním a multifrekvenčním modulem podporujícím vysoce přesné MEMS senzory a upřesňující data RTK (Real-Time Kinematic).

Blok zajištující připojení do internetu, v současnosti LTE modem, umožnuje rozšíření komunikačního rozsahu a také reálnou kapacitu jinak výrazně omezených ITS-G5 kanálů. Ty jsou vyhrazeny především pro časově kritické služby zvyšující bezpečnost účastníků provozu. Služby pro zvýšení efektivity přepravy, nebo komfortu posádky nejsou tolik citlivé na zpoždění v mobilních sítích a mohou tedy využívat i tuto formu přenosu informace.

Typická architektura takzvaně hybridního systému komunikace (spojující ITS-G5 a mobilní sítě) je znázorněna na obrázku 5 vlevo. Ta byla s popisovaným testovacím zařízením vyzkoušena a ověřena během dalšího z řady evropských testů interoperability pod záštitou organizace InterCor. Takto koncipovaná architektura je rozdělena do třech hlavních logických bloků podle provozovatele/konzumenta služby. Informace vzniká v dopravním řídícím centru a je distribuována dvěma nezávislými komunikačními kanály. Prvním je ITS-G5, tedy vysílána jednotkou

infrastrukturního bodu. Druhým komunikačním kanálem je pak síť mobilního operátora připojená k distribučnímu uzlu dopravního řídícího centra (Interchange Node). Takto distribuovaná informace je přijata telematickou jednotkou TCU (Telematics Control Unit) a zprostředkována palubní jednotce. Zde je ověřena autenticita zpráv z obou komunikačních kanálů a dále zpracovávána obsažená informace.



Obrázek 5: Ukázka hybridní architektury sítě (vlevo) a navržené architektury služby zvýšené ochrany zranitelného účastníka provozu, využívající takovou sít (vpravo) [2].

Dalším příkladem využití hybridní sítě je komunikace s jednotkami bez ITS-G5 komunikačního rozhraní (mobilní telefony). Na pravé straně obrázku 5 je architektura služby zvýšené ochrany chodce, jako zranitelného účastníka provozu. Ta také využívá hybridní komunikační sítě. Publikace [2] detailně popisuje architekturu sítě i navrhovanou službu.

3 SOFTWAROVÉ VYBAVENÍ TESTOVACÍHO PROSTŘEDÍ

Nedílnou součástí je také testování různých komerčně dostupných softwarových komunikačních stacků. Variabilita v tomto směru zajištuje bezproblémové pokrytí služeb v celosvětovém měřítku. Komunikační stack byl doplněn dalšími aplikacemi umožňující komplexní testování C-ITS služeb.

3.1 Cloudové uložiště testovacích dat

Tím hlavním cílem jakéhokoliv testu je sběr dat. A to v co největší míře. Ve spolupráci s firmou Mode Inc. byla vytvořena online databázová aplikace pro agregaci veškerých dat generovaných a přijímaných ITS jednotkou s přístupem v reálném čase. Její zjednodušené blokové schéma je zobrazeno na obrázku 6 vlevo. Výhodou je možnost připojit vícero ITS jednotek a ukládat tak data synchronizovaně na jediném místě. V případě nedostupnosti signálu mobilních sítí, klientská část aplikace běžící na ITS jednotce zaznamenává data po dobu výpadku. Ta jsou po opětovném navázání spojení s online databází nahrána zpětně. Tedy žádná data z průběhu testu nejsou ztracena.



Obrázek 6: Diagram cloudového uložiště testovacích dat (vlevo) ukázka živé mapy (vpravo).

Serverová část aplikace kromě samotného ukládání dat slouží také pro jednodušší analýzu s možností vykreslování agregovaných dat do živé mapy (viz obrázek6 vpravo). Takto lze průběh testu prezentovat například na vzdáleném místě a tak jeho účastníky také koordinovat. Pro pozdější analýzu průběhu testu je zde možnosti zpětného přehrávání záznamů a samozřejmostí je pak neomezený přístup k veškerým uloženým datům.

3.2 EMULACE INFRASTRUKTURNÍ JEDNOTKY

Diskutované komplexní testovací prostředí zahrnuje také emulaci infrastrukturní jednotky. Ta umožnuje sestavování a generování ITS zpráv zajišťující služby dopravního řídícího centra. Příkladem takovýchto služeb může být doporučení optimální rychlosti vozidla GLOSA (Green Light Optimized Speed Advise), výstraha průjezdu na červenou (Red Light Violation), proměnlivá dopravní značka (In Vehicle Signage), nebo výstraha před nebezpečnou oblastí (Hazardous Location Warning). Její první verze byla s úspěchem prezentovaná na EEICT ročník 2018 [3]. Od té doby byla rozšířena o další moduly realizující formulaci zpráv, jako například zpráva informující o aktuální situaci na pozemní komunikaci. Obrázek 7 zobrazuje uživatelské rozhraní po tomto rozšíření.



Obrázek 7: Ukázka uživatelského prostředí emulace infrastrukturní jednotky.

4 ZÁVĚR

Ve spolupráci s firmou Alps Alpine CO., LTD. vznikla komplexní platforma pro testování kooperativních systémů inteligentní dopravy zaměřující se na zvýšení bezpečnosti a efektivity jak osobní tak nákladní přepravy na pozemních komunikacích a také přispívající k ochraně zranitelných účastníků provozu. Takto připravená platforma je nezbytným vybavením každého, kdo má zájem přispět svým výzkumem do kooperativních systémů inteligentní dopravy a tak se přibližovat všeobecnému trendu autonomní mobility.

PODĚKOVÁNÍ

Tento příspěvek vznikl za podpory grantu LO1401.

- [1] Watanabe F, Nevrlý J, Suzuki T, et al. Design and Installation of Antennas for V2V Collision-Prevention Applications. In: *ITS World Congress Bordeaux*. France, 2015.
- [2] Mecerod V, Balík M, Nevrlý J. Vulnerable Road User protection service in connected and cooperative environment. *Elektrorevue*; 20: 158 165.
- [3] Giertl J. Emulation of infrastructure unit for intelligent transport system. In: Proceedings of the 24 th Conference STUDENT EEICT 2018. Brno, Czech Republic: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2018, pp. 283 - 285.

DENOISE PRE-TRAINING FOR SEGMENTATION NEURAL NETWORKS

Martin Kolarik

Doctoral Degree Programme (2), FEEC BUT E-mail: xkolar54@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Radim Burget E-mail: burgetrm@feec.vutbr.cz

Abstract: This paper proposes a method for pre-training segmentation neural networks on small datasets using unlabelled training data with added noise. The pre-training process helps the network with initial better weights settings for the training itself and also augments the training dataset when dealing with small labelled datasets especially in medical imaging. The experiment comparing results of pre-trained and not pre-trained networks on MRI brain segmentation task has shown that the denoise pre-training helps the network with faster training convergence without overfitting and achieving better results in all compared metrics even on very small datasets.

Keywords: deep learning, denoising, neural network, pre-training, segmentation

1 INTRODUCTION

The image segmentation is a process of partitioning an image into multiple segments. This is practically done as labelling each pixel of the image with a corresponding class that it belongs to. It is one of the key problems of computer vision. Image segmentation of medical data is an important problem. Accurate segmentation of medical image data helps doctors with automating routine work of image labelling and subsequently correct diagnosis determining. [1]

Neural networks in medical image segmentation are usually trained in a supervised manner. This means that in order to train the network we must create a large annotated dataset. The labelling also has to be done by somebody with necessary knowledge of human anatomy and therefore this process is costly and ineffective. Example of corresponding MRI scan slice and an labelled mask can be seen in Figure 1.



Figure 1: Example of sagittal MRI brain slice with a manually labelled brain segmentation mask from training dataset.

The proposed method is meant to help train deep neural networks using smaller datasets in an effective way. Using the denoise pre-training it is achieved better training of hidden layers in very deep architectures. Also the method helps the training algorithm to converge faster to a global optimum of the loss function.

2 RELATED WORKS

Pre-training of neural networks to achieve better results is a well known technique [2]. Using already pre-trained network is used to achieve better results when processing standard outdoor or indoor image scene, because available pre-trained networks are usually trained on such datasets. These pre-trained networks are therefore not suitable for medical image processing, because of the completely different character of the medical images and the data these networks were pre-trained on.

Segmentation of medical images can be done by classical mathematical methods [3] but convolutional neural networks usually achieve higher accuracy. First fully convolutional networks for image segmentation were used on indoor and outdoor segmentation because it was not easy to train them on small datasets [4]. Well explored and popular network architectures used for medical segmentation are based on autoencoder type network called U-Net [5]. The U-Net network is popular due to the ease of training the network from randomly initialized weights. Applying densely connected layers [6] to U-Net like architectures helps achieve much better performance [7] but also creates much larger networks. Training similar networks on very small datasets is not efficient because we are not able to properly train the deeper layers. Very good results have been achieved using denoise training in semi-supervised medical autoencoder image segmentation [8].

3 DATASET

Data used for this experiment consist of 9 MRI brain scans of patients age 35-55 years old scanned with flair sequence. Data have been anonymized and approved for scientific purposes. Data have been processed in resolution 128x128 pixels and each scan consisted of 256 slices. To simulate the experiment on small dataset I divided the data and performed the experiment with only 4 and then with 8 brain scans leaving the last 9th scan for testing.



Figure 2: Example of brain slices used for training and denoised slices from the test scan. From left to righ - original training image, image with added 40 percent linear noise, image denoised using network trained on 8 scans, image denoised using network trained on 4 scans.

To prepare the pre-training data I added 40 percent linear noise to the training and testing data scans. Examples of original input image, image with added noise and denoised images can be seen in Figure 2. The pre-training process uses the noised scans as input images and tries to train the image to output the original image without noise in a supervised manner.

4 METHODOLOGY

The architecture of U-Net like autoencoder neural network used in the experiment can be seen in Figure 3. The experiment consisted of training the network on two datasets of different size - dataset of 4 scans and dataset of 8 scans to demonstrate problems with training such deep network on a small dataset.

I first trained the network to denoise the input image for 50 epochs on both dataset. Resulting weights were used as initialization weights for training the pre-trained networks. Both pre-trained and not



Figure 3: Architecture of the used Dense-U-Net neural network. [9]

pre-trained networks were then trained for 100 epochs each. Both networks started to show signs of overfitting after 100 epochs so there was no need for further training. The implementation was done in Keras [10] and I used Visceral segmentation tool [11] to calculate the resulting accuracy of the trained networks.

5 RESULTS

Denoised testing images from the pre-trained phase can be seen in Figure 2. Assuming the amount of noise, the network was able to learn the representation of the image data and the resulting weights were then used for training the pre-trained. Segmented brain models from the pre-trained and not pre-trained network trained on the larger dataset of 8 scans can be seen in Figure 4.



Figure 4: From left to right - 3D model of original labelled masks, 3D model from pre-trained network trained on 8 scans, 3D model from not pre-trained network trained on 8 scans. Notice that the pre-trained network achieved the least visible artifacts.

The pre-trained network was clearly able to better perform the segmentation without producing visible artifacts in the output masks. The development of the validation accuracy and the loss function is visualised in the Figures 5 and 6. There is clearly visible much faster convergence to global optimum of the pre-trained networks. There is also visible jump out of the optimum of the pre-trained 8 network during training. This was done by setting higher value of the parameter learning rate for pre-trained networks so they are able to find the global optimum of the loss function even when initialized on already trained weights. On the other hand this made the training process less stable.



Figure 5: Visualization of the validation accuracy during training.



Figure 6: Visualization of the loss function during training.

In the Table 1 you can see results of comparison of accuracy, Dice coefficient and intersection over union of the all 4 trained networks. The results show clearly that the pre-trained networks were able to achieve better results in all metrics when compared to the network trained on the same size of dataset without pre-training.

Metric	Pre-trained 8	Not pre-trained 8	Pre-trained 4	Not pre-trained 4
P.A.	0.99626	0.99617	0.99609	0.99555
Dice c.	0.98239	0.98197	0.98153	0.97914
I.o.U.	0.96539	0.96458	0.96374	0.95914

Table 1: The accuracy, dice coefficient and Intersection over union comparison of the all 4 trained networks. All metrics were computed against manually labelled masks.

6 CONCLUSION

In this paper I have evaluated the effect of denoise pre-training for segmentation neural networks. This method has proven to be effective for faster training and achieving better accuracy of the trained networks. This method could be used as a standard procedure during training of neural networks for image segmentation not only for medical image processing especially for cases with small dataset.

- [1] G. Litjens, T. Kooi, B. E. Bejnordi, A. A. A. Setio, F. Ciompi, M. Ghafoorian, J. A. Van Der Laak, B. Van Ginneken, and C. I. Sánchez, "A survey on deep learning in medical image analysis," *Medical image analysis*, vol. 42, pp. 60–88, 2017.
- [2] D. Erhan, P.-A. Manzagol, Y. Bengio, S. Bengio, and P. Vincent, "The difficulty of training deep architectures and the effect of unsupervised pre-training," in *Artificial Intelligence and Statistics*, 2009, pp. 153–160.
- [3] V. Uher, R. Burget, J. Masek, and M. K. Dutta, "3d brain tissue selection and segmentation from mri," in 2013 36th International Conference on Telecommunications and Signal Processing (TSP). IEEE, 2013, pp. 839–842.
- [4] J. Long, E. Shelhamer, and T. Darrell, "Fully convolutional networks for semantic segmentation," in *Proceedings of the IEEE conference on computer vision and pattern recognition*, 2015, pp. 3431–3440.
- [5] O. Ronneberger, P. Fischer, and T. Brox, "U-net: Convolutional networks for biomedical image segmentation," in *International Conference on Medical image computing and computer-assisted intervention.* Springer, 2015, pp. 234–241.
- [6] G. Huang, Z. Liu, L. Van Der Maaten, and K. Q. Weinberger, "Densely connected convolutional networks," in *Proceedings of the IEEE conference on computer vision and pattern recognition*, 2017, pp. 4700–4708.
- [7] S. Jégou, M. Drozdzal, D. Vazquez, A. Romero, and Y. Bengio, "The one hundred layers tiramisu: Fully convolutional densenets for semantic segmentation," in *Proceedings of the IEEE Conference on Computer Vision and Pattern Recognition Workshops*, 2017, pp. 11–19.
- [8] V. Alex, K. Vaidhya, S. Thirunavukkarasu, C. Kesavadas, and G. Krishnamurthi, "Semisupervised learning using denoising autoencoders for brain lesion detection and segmentation," *Journal of Medical Imaging*, vol. 4, no. 4, p. 041311, 2017.
- [9] M. Kolařík, R. Burget, V. Uher, K. Říha, and M. K. Dutta, "Optimized high resolution 3d denseu-net network for brain and spine segmentation," *Applied Sciences*, vol. 9, no. 3, p. 404, 2019.
- [10] F. Chollet et al., "Keras," https://keras.io, 2015.
- [11] A. A. Taha and A. Hanbury, "Metrics for evaluating 3D medical image segmentation: analysis, selection, and tool," *BMC Medical Imaging*, vol. 15, p. 29, August 2015.
SIMULATIONS OF DYNAMIC BANDWIDTH ALLOCATION ALGORITHMS

Pavel Sikora

Doctoral Degree Programme (first year), FEEC BUT E-mail: xsikor14@stud.feec.vutbr.cz

> Supervised by: Kamil Riha E-mail: rihak@feec.vutbr.cz

Abstract: This paper deals with dynamic bandwidth allocation algorithms, which are used in passive optical networks. Deployment of these algorithm is appropriate for efficient use of optical fibers. Work focus on algorithm called Hybrid Reporting Allocation and static allocation tested on own developed simulator for ten gigabit passive optical network. Paper include results from simulations.

Keywords: passive, optical, network, HYRA, dynamic, bandwidth, algorithm

1 INTRODUCTION

Suitability of deployment PON (Passive Optical Network) grows thanks to the increasing capacity and speed requirements. Another plus in use these networks, is still reduce price to build PON. PON have great advantage because it does not require repeaters or otherwise electric powered device along the optical route. XG-PON (gigabit passive optical network) use only one optical wire for upstream and downstream direction. Directions are divided by WDM (Wavelength-Division Multiplexing). In downstream direction transmit only one device. On this direction there is not any collisions between signals of other devices. Problem with collisions can occur in upstream direction, because in this direction every ONU transmit own signal. XG-PON implements TDM (Time Division Multiplex). So ONU device can transmit only in his time slot. DBA (Dynamic Bandwidth Allocation) algorithms dynamically allocate this time slots to every ONU [3, 2].

Deployment DBA algorithms very improve efficiency optical fiber, reach it with static allocation is possible only in few cases. These algorithms used to dynamic allocation bandwidth. So DBA algorithms very help to increase efficiency, that they decrease bandwidth of ONUs that will not use all assigned bandwidth and increase bandwidth of ONUs which has lack bandwidth. In the case of empty ONU's buffer, ONU must send empty frame called idle frame. So there is waste of bandwidth, that could use another ONU. Very heavily utilized ONU which has too small bandwidth must buffer data, that goes to delay in delivery data to recipients. This is big problem for real time services, which are dependent on low delay such as VoIP. When delay is much more, than we expect decreasing user experience, because the call begins to stuck and lag [3, 1, 5].

2 BACKGROUND

DBA algorithms can immediately respond to current ONUs load. For detect current load, respectively current buffer occupancy of each ONU, XG-PON come with two methods [1, 5]:

- 1. Status reporting (SR) [1, 5]
- 2. Traffic monitoring (TM) [1, 5]

First method called Status reporting use field in DBRu (Dynamic Bandwidth Report upstream) field in upstream XGTC (XG-PON Transmission Convergence Layer) burst. This field uses ONU to inform OLT about their buffer occupancy. Exact location is in 1, which shows whole upstream XGTC burst [1, 5]. Second method is Traffic monitoring. TM monitor network flow, in which search for occurrence of every idle XGEM (XG-PON Encapsulation Method) frame. Idle frames send ONU when ONU do not have any data to send or ONU have fragmentation violation [1, 5].



Figure 1: Upstream XGTC burst [1]

Currently there is not so much presented DBA algorithms, and presented algorithms are described very severely. For testing was selected algorithm called HYRA (Hybrid Reporting Allocation). HYRA has been tested together with static allocation. Test was run on specially developed XG-PON simulator for this tests [4].

HYRA allows allocation of three bandwidth types: [4]:

- 1. Fixed BW [4]
- 2. Assured BW [4]
- 3. Max BW [4]

ITU-T (International Telecommunication Union - Telecommunication Standardization Sector) recommends allocate fixed BW independently to current network load. Algorithm HYRA present adaptive learning automate called LA (Learning Automata), which is a machine with a finite numbers of state. Main properties of LA are little complexity, thanks to which applications on computationally weak processors. Next properties are fast convergence and effective efficiency [2, 1, 4].

The whole algorithm is based on three phases. These three phases are applied on all ONUs separately. Status Reporting represent first phase. Here algorithm stay all time that ONU receive data frames from specific ONU. For clarification data frames contains useful data in payload field. Second phase was called TM. To second phase was ONU switched after receive idle frame. During switching to this phase, algorithm remove allocated BW from specific ONU for most likely time and switch to third phase. In third phase stay for time set in previous phase [4].

HYRA used to few numeric values. First is time for remove BW from ONU, called A. It may contain value from zero to four hundred. Simply explained it is number of algorithm recalculations in which algorithm not allocate any BW to that ONU [4].

 $P^{i}(f)$ is next value, which algorithm need to work. It is probabilistic vector, which contains up to four hundred values [4].

$$P^{i}(f) = p_{0}^{i}(f), p_{1}^{i}(f), p_{2}^{i}(f), \dots, p_{400}^{i}(f)[4]$$
⁽¹⁾

Where *i* is ONU order.

Next value which algorithms uses is a_k , which expresses transmission time when specific ONU sends only idle XGEM frames. Values is calculated using this formula [4]:

$$a_k = \lfloor \frac{T2 - T1}{125} \rfloor 0 \le k \le 401[4]$$
⁽²⁾

Where T1 is time when first idle XGEM frame arrives and T2 is time when first data frame was received after idle XGEM frame. Compute of value T1 start immediately after OLT receive T2 time. Next is required recompute probabilistic vector. First step to do that is compute increase probability current selected time using this formula [4]:

$$p_k^i(f+1) = p_k^i(f) + \sum_{j=0, j \neq k}^{400} L(p_j^i(f) - a)[4]$$
(3)

Where *i* is current selected ONU, *k* is current selected time, *L* used to set speed of convergence. Value *a* prevents set probability values to zero. Next step is compute decrease of the rest probabilities. For that algorithm uses this formula [4]:

0.8

0.6

0.4

0.2

0 ∟ 0

0.2

Transmission delay [ms]

$$p_{i}^{i}(f+1) = p_{i}^{i}(f) - L(p_{i}^{i}(f) - a) \forall j \neq k, 0 \le j \le 400$$
(4)



Figure 2: HYRA parameters

Figure 3: Transmission delay for second ONU

0.4

Time [s]

HYRA

Static assignment

0.8

1

0.6

3 SIMULATION DESCRIPTION

For testing in this paper was developed special XG-PON simulator. Simulator was wrote in C++, with using object-oriented programming. Simulator can be controlled thru command line. Figure 4 show network diagram implemented in this simulator. In network diagram can be change thru settings only number of ONUs. Splitter in network diagram is only for illustration, simulator implement ODN (Optical Distribution Network) like one optical wire. Simulator allows settings like simulation time, number of ONUs connected to ODN (Optical Distributed Network), choose between static allocation



Figure 4: Network diagram

and use HYRA algorithm. For speed up simulation, it not contain full implementation of this network. Parts like frame encryption is not implemented.

In results from simulator are all allocated grants to all ONUs. Times in which ONU generates idle frame, transmission delay from ONU to OLT and back. Last two values are statistical. First contains average delay, and second overall idle frame size. Fixed BW is set to specific value and it is not changed in all time. So focus simulation is to Assured BW. Simulation time was set to 1 s and number of ONUs connected to ODN was set to 10. HYRA parameters are shown in Figure 2.

Static allocation was set to allocate 242 words, for all Alloc-IDs on every ONU. Simulator automatically compute maximal BW assignment according to number of ONUs. Second run contains HYRA algorithm, where a, l and assured BW was set as propose in [4]. All values are in 2. This algorithm is dynamic, so it allocate BW based on current load of each ONU.

4 RESULTS

In some transmission delays such as on second ONU, can be clearly visible learning time of HYRA algorithm. This simulation periodically send 1000 kb useful data. Figure 3 show transmission delay from second ONU, where is visible that for this simulation settings, HYRA algorithm need less than 200 ms to learn probabilities. After that HYRA correctly determines situations and jitter decrease. In other hands average, minimal and maximal delay will increase, but for example minimal delay increased by 100 us. This number is very small, so it has no bad influence to network flows.

Figure 5 show BW allocation for second Alloc-ID of first ONU. For better clarity graph show maximal time 50 ms. Generated data flow and HYRA settings cause that buffer occupancy reach maximum allocation so HYRA allocate max BW. On other hand emptied is fast, so buffer occupancy go to zero and HYRA allocate only 1 word, which is needed for sending frames with buffOcc field, for report current buffer occupancy.

Figure 6 show size of idle frames generated by first ONU. This figure show also maximal time 50 ms for better clarity. There is clearly see that static assignment compare to HYRA has allocated unnecessarily much BW. So it is clearly see that static assignment wastes BW. HYRA wastes BW, but approximately half less.



Figure 5: Allocated grants for first ONU



Figure 6: Idle frames for first ONU

5 CONCLUSION

Static assignment is good in networks where OLT transmit usually same data size, and data size is not increase max BW assigned to ONU. For 10 ONUs, 1 ONU can max transmit frames with size 242 words. Larger will increase transmission delay, because frames must be buffered. Today networks has very different network flow in every time in day, so static assignment is not good for that networks. HYRA reliably responds to network flow change, so it good to networks with different network flows. But HYRA algorithms little increase delay.

ACKNOWLEDGEMENT

This work was supported by the Czech National Sustainability Programme under Grant LO1401. For the research, infrastructure of the SIX Center was used.

- [1] ITU-T G.987.3: 10-Gigabit-capable passive optical networks (XG-PON): Transmission convergence (TC) layer specification. [online]. Geneva, Switzerland, 2011. [cit. 2019-07-03] Available from URL: https://www.itu.int/rec/T-REC-G.987.2-201602-I/en>.
- [2] ITU-T G.987.2: 10-Gigabit-capable passive optical networks (XG-PON): Physical media dependent (PMD) layer specification. [online]. Geneva, Switzerland, 2014. [cit. 2019-07-03] Available from URL: https://www.itu.int/rec/T-REC-G.987.3/en>.
- [3] FILKA, Miloslav. *Optoelektronika pro telekomunikace a informatiku*. Brno: Miloslav Filka, 2017, 462 s. : il. ISBN 978-80-86785-14-1. [cit. 2019-07-03]
- [4] P. Sarigiannidis and G. Papadimitriou and P. Nicopolitidis and E. Varvarigos and K. Yiannopoulos HYRA: An efficient hybrid reporting method for XG-PON upstream resource allocation. In: 2014 5th International Conference on Optical Communication Systems (OPTICS) [online]. [cit. 2019-07-03]] Available from URL: https://ieeexplore.ieee.org/document/7513699>.
- [5] M. Feknous, A. Gravey, B. Le Guyader and S. Gosselin, Status reporting vernon status reporting dynamic bandwidth allocation, In: 2015 6th Internasus tional Conference on the Network of the Future (NOF), Montreal, OC. 2015. 1-7. [cit. 2019-07-03]. doi: 10.1109/NOF.2015.7333289 Available from URL: pp. http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=arnumber=7333289isnumber=7333276

COMMON CAROTID ARTERY WALL LOCALIZATION IN B-MODE ULTRASOUND IMAGES

Jan Dorazil

Doctoral Degree Programme (2), FEEC BUT E-mail: xdoraz04@stud.feec.vutbr.cz

> Supervised by: Kamil Říha E-mail: rihak@feec.vutbr.cz

Abstract: Analysis of B-mode ultrasound images capturing the common carotid artery (CCA) provides significant indicators of the overall health of the cardiovascular system. In this paper we propose a novel method for automatic localization of the artery wall contour (approximated by circle) in utrasound images of the transverse section of the CCA. After detection of a region of interest (ROI) using a modified Viola-Jones detector we localize the best-fitting circle, which delimits the artery wall contour, by exhaustive search. Experimental results on a dataset of 145 ultrasound images show that the method outperforms a reference method based on the Hough transform and presents an excellent robustness against additive noise on different SNR levels.

Keywords: common carotid artery, B-mode ultrasound, artery wall localization.

1 INTRODUCTION

Carotid ultrasound examination have become a widely used method for prevention of cardiovascular diseases, quantification of artery stenosis and characterization of the artery wall plaque, mainly due to its non-invasive nature and good availability [1]. The most notable examples of examination techniques, relevant in ultrasound images, are currently based either on segmentation of the common carotid artery (CCA) [2], [3], yielding an estimate of the intima-media thickness, or CCA motion tracking techniques [4, 5, 6], which can be used to evaluate the dynamical properties of the artery. Currently most of the techniques, however, require manual initialization, where the initial location of the artery conotur is given by the user. This leads to variations in the initial contour and consequently to inconsistent precision of the segmentation or tracking method. Some examples of automatic artery wall localization methods can, however, be found in the literature.

When considering only methods designed for B-mode ultrasound images of the CCA transverse section, which is the main objective of this paper, we find [7], where a method for detection of the CCA wall based on Hough transform is proposed. The computational complexity of this methods is high, because the parametric space of the Hough transform needs to cover the whole image domain. Furthermore variations in the artery shape and presence of acoustic artifacts [8] inhibit the methods performance. In [9] the authors propose a grammar-guided genetic programming based method. In [10] a method based on modified Viola-Jones detector is proposed, outperforming [9] in terms of detection success rate. This method, however, provides only a rectangular region of interest (ROI), delimiting the area of the CCA transverse section. In [4] the authors develop an extension of [10] by employing the Hough transform for localization of the CCA wall contour after ROI detection. Significantly decreased parametric space of the Hough transform then allows for real-time processing. As a result of the mentioned methods we generally obtain a circle approximately labeling the CCA wall.

In this paper, we present a robust CCA wall localization method improving on [4]. After ROI detection we perform a circle localization by maximization of a particular criterion by exhaustive search over all possible circles in ROI. On a dataset of 145 ultrasound images, including challenging cases with low contrast and deformations, we show that our method outperforms the reference method of [4]. Finally we demonstrate the robustness of the proposed method on ultrasound images with additive noise of different signal to noise ratios (SNR).

2 METHODS

The proposed method is based on the following processing chain. As a first step we detect a ROI, which delimits a rectangular area of the CCA transverse section. The pixel intensities of the image portion delimited by the ROI are then normalized in order to improve contrast and supress high intensity peaks, which might confuse the following circle localization algorithm. On the detected ROI, we then perform an exhaustive search over all possible CCA circle center points and radii. The circle that maximizes a particular criterion represents the final estimate.

2.1 ROI DETECTION

In this step we detect the ROI which delimits a rectangular area of the ultrasound image where the CCA transverse section lays. This is done by the modified Viola-Jones algorithm proposed in [10]. Further processing is done on the ROI, which significantly decreases the computational complexity.

2.2 INTENSITY NORMALIZATION

The success of the circle detection step is strongly dependent on the image intensities. We therefore developed an intensity normalization technique taking inspiration from [11]. Using Otsu's method [12] we calculate a threshold τ separating image intensities into two classes: one representing the highly echogenic tissues of the artery wall and the other representing blood and low echogenic tissues. Our objective is now to ensure that the threshold between the two classes is matched in all processed images. This can be achieved by remapping the image intensities by a function $g(\cdot)$ which meets the following criteria (assuming that image intensities lay in the range [0,255]): g(0) = 0, $g(\tau) = \tau'$, g(255) = 255, where $\tau' \in (0,255)$ is a constant defining the target threshold value. In the proposed method we use the monotone piecewise cubic function [13] which meets the specified criteria, while having the smoothness property over the whole domain. This function, moreover, has the desirable property of monoticity which ensures that the pixel order, as sorted by its intensities, remains the same after normalization. In Figure 1 we present a remapping function whose parameters are determined from a real ultrasound image, which is depicted before and after intensity normalization.



Figure 1: Example remapping function $g(\cdot)$ (left), image before intensity normalization (middle), image after intensity normalization (right).

2.3 CIRCLE LOCALIZATION

The general algorithm for circle localization can be described as follows. We iterate through all combinations of circle center point coordinates $x \in [X_1, X_h]$, $y \in [Y_1, Y_h]$ and radii $r \in [R_1, R_h]$. The limits X_1 , X_h , Y_1 and Y_h are given by the ROI, while the limits R_1 and R_h are given a priori from our anatomical knowledge and properties of the imaging system. Here R_1 and R_h are given as the smallest and largest possible CCA radius respectively (in pixels). For each circle we calculate the average intensity of pixels laying inside the circle μ_{in} and on the circle boundary μ_{on} . The thickness of the final estimate of the proposed method. Obviously a fast implementation of the algorithm can be developed by means of convolution (in spatial or frequency domain) with an appropriately designed convolution kernel for each radius r.

In order to reduce the computational complexity we developed a multiscale implementation of the algorithm. The circle localization is first performed on a version of the original image decimed by a factor s < 1. The resulting circle center point $(x_m \ y_m)^T$ and radius r_m is then used to derive new search limits as

$$X'_{l} = \lfloor X \rfloor, \quad X'_{h} = \lceil X + d \rceil, \quad Y'_{l} = \lfloor Y \rfloor, \quad Y'_{h} = \lceil Y + d \rceil, \quad R'_{l} = \lfloor R \rfloor, \quad R'_{h} = \lceil R + d \rceil,$$

where $X \triangleq \frac{x_m}{s}$, $Y \triangleq \frac{y_m}{s}$, $R \triangleq \frac{r_m}{s}$ and $d \triangleq \frac{1}{2s}$. The circle localization algorithm is then repeated on the original image with the new set of limits, obtaining the final circle estimate.

3 RESULTS AND DISCUSSION

To demonstrate the performance of our method we utilized a dataset (denoted as S_{∞}) of 145 ultrasound images of a healthy patient. The images were acquired by Ultrasonix OP with a linear probe L14–5/38 (Ultrasonix Medical, Richmond, BC, Canada) at a frequency of 7,5MHz. The dataset contains also challenging images with low contrast and deformations caused by tilting of the hand-held probe. Moreover, we created two more datasets S_{25} and S_{15} by superimposing 50 realizations of additive zero-mean Gaussian noise to images of dataset S_{∞} . In the first case (S_{25}) the SNR is 25dB and in the second case (S_{15}) the SNR is 15dB. For each image of the dataset S_{∞} (naturally also for S_{25} and S_{15})



Figure 2: Geometry used in calculation of ε .

a manual segmentation is available which serves as the ground-truth for performance evaluation. In the following text we will refer to the outline of the manual segmentation as the "true contour".

The precision of an estimated circle is evaluated by an error metric ε [px] which quantifies the mean distance of each point on the true contour to the circle. The error metric is calculated as follows. First we calculate the center of gravity \mathbf{c}_t of the area outlined by the true contour. Then we iterate through each pixel \mathbf{x}_i of the true contour, calculating the vector $\delta_i \triangleq \mathbf{x}_i - \mathbf{c}_t$. A corresponding point \mathbf{x}'_i on the estimated circle with center \mathbf{c}_e is then found at intersection of the half-line $q\delta_i + \mathbf{c}_e$, where q > 0, with the circle outline. The metric ε is then calculated as the arithmetic mean of the distance between all corresponding points \mathbf{x}_i and \mathbf{x}'_i , i.e.,

$$\boldsymbol{\varepsilon} \triangleq \frac{1}{N} \sum_{i=1}^{N} ||\mathbf{x}_i - \mathbf{x}'_i||$$



Figure 3: Ensemble mean error evaluated for the first 50 images of the dataset S_{15} .

	Prop	osed m	ethod	Reference method			
Dataset	S∞	S ₂₅	S ₁₅	S∞	S ₂₅	S ₁₅	
Mean error [px]	3,99	4,12	4,12	6,75	6,90	7,87	
Misdetection rate [%]	0,69	0,74	1,38	2,76	3,05	5,57	

Table 1: Mean error and misdetection rates of the proposed and reference method.

where *N* denotes the number of pixels of the true contour. The discussed geometry is depicted in Figure 2. In the following text we assume that a value of ε larger that 30px indicates a misdetection.

For all three datasets we evaluated the *mean error* as the arithmetic mean of ε over all 145 images, and all 50 noise realizations (in case of S₂₅ and S₁₅). Misdetections (i.e. values of $\varepsilon > 30 \text{px}$) are excluded from the mean error calculation and the number of misdetections is accumulated in order to obtain the *misdetection rates*, i.e. the percentual proportion of missed detections against the number of all detections. The obtained values of mean error and misdetection rates are listed in Table 1. One can see that the proposed method ourperforms the reference method on all three datasets. The advantage in performance of the proposed method gets more pronounced with decreasing SNR. The excellent performance in scenarios with low SNR can be attributed to the spatial smoothing—an implicit part of the localization algorithm. For the first 50 images of dataset S₁₅ we evaluated the *ensemble mean error* $\overline{\varepsilon}$, defined as the arithmetic mean of ε over all noise realizations. The obtained values are presented in Figure 3.

In all experiments we utilized the following parameter set: $\tau' = 195$, $R_l = 20$ px, $R_h = 50$ px, b = 2px and s = 0,3. The multiscale, convolution based implementation has in average a running time of 24ms per one image on Intel Core i5-7500 CPU with base frequency of 3,40GHz.

4 CONCLUSION

We proposed a robust method for localization of the artery wall (approximated by a circle) in B-mode ultrasound images capturing the transverse section of the common carotid artery (CCA). After region of interest (ROI) detection we localize the CCA wall by exhaustive search through all possible circle center and radius combinations inside the ROI. Experimental evidence demonstates that the proposed method outperforms a reference method, based on the Hough transform, in terms of precision and misdetection rates. Note that the simplest possible criterion (i.e. the difference between two mean intensities) was used to choose the best-fitting circle. The size of the ROI (about 132×132 px), however, allows for a more sophisticated criterion to be designed while still keeping the computational complexity acceptable.

ACKNOWLEDGEMENT

This work was supported in part by the Czech Science Foundation (GACR) under Grant 17 19638S and by the Czech National Sustainability Programme under Grant LO1401. For the research, infrastructure of the SIX Center was used.

- [1] A. Lorenzová, "Carotid ultrasound in primary and secondary prevention of stroke," *Cor Vasa*, vol. 58, no. 2, pp. 273–278, Apr. 2016.
- [2] J. Stoitis, S. Golemati, S. Kendros, and K. S. Nikita, "Automated detection of the carotid artery wall in B-mode ultrasound images using active contours initialized by the Hough Transform," in *Conf. Proc. IEEE Eng. Med. Biol. Soc.*, Vancouver, BC, Canada, Aug. 2008, pp. 3146–3149.
- [3] X. Yang et al., "Ultrasound Common Carotid Artery Segmentation Based on Active Shape Model," *Comput. Math. Methods Med.*, vol. 2013, no. 345968, Mar. 2013.
- [4] K. Říha, M. Zukal, and F. Hlawatsch, "Analysis of Carotid Artery Transverse Sections in Long Ultrasound Video Sequences," *Ultrasound Med. Biol.*, vol. 44, no. 1, pp. 153–167, Jan. 2018.
- [5] Z. Gao, Y. Li, Y. Sun, J. Yang, H. Xiong, H. Zhang, X. Liu, W. Wu, D. Liang, and S. Li, "Motion tracking of the carotid artery wall from ultrasound image sequences: a nonlinear state-space approach," *IEEE Trans. Med. Imag.*, vol. 37, no. 1, pp. 273–283, Jan. 2017.
- [6] A. Gastounioti, N. N. Tsiaparas, S. Golemati, J. S. Stoitsis, and K. S. Nikita, "Affine optical flow combined with multiscale image analysis for motion estimation of the arterial wall from B-mode ultrasound," in *Proc. Ann. Int. Conf. IEEE Eng. Med. Biol. Soc.*, Boston, MA, USA, Aug. 2011, pp. 559–562.
- [7] S. Golemati, J. Stoitsis, E. G. Sifakis, T. Balkizas, and K. S. Nikita, "Using the Hough Transform to Segment Ultrasound Images of Longitudinal and Transverse Sections of the Carotid Artery," *Ultrasound Med. Biol.*, vol. 33, no. 12, pp. 1918–1932, Jul. 2007.
- [8] F. W. Kremkau and K. J. Taylor, "Artifacts in ultrasound imaging," J. Ultrasound Med., vol. 5, no. 4, pp. 227–237, Apr. 1986.
- [9] R. Beneš, J. Karásek, R. Burget, and K. Říha, "Automatically designed machine vision system for the localization of CCA transverse section in ultrasound images," *Comput. Methods Programs Biomed.*, vol. 109, no. 1, pp. 92–103, Jan. 2013.
- [10] K. Říha, J. Mašek, R. Burget, R. Beneš, and E. Závodná, "Novel method for localization of common carotid artery transverse section in ultrasound images using modified Viola-Jones detector," *Ultrasound Med. Biol.*, vol. 39, no. 10, pp. 1887–1902, Oct. 2013.
- [11] Y. Omran, R. Beneš, and K. Říha, "Suitable Image Intensity Normalization for Arterial Visualization," Int. J. Adv. Telecommun. Electrotech. Signals Syst., vol. 1, no. 2–3, pp. 53–56, Dec. 2012.
- [12] N. Otsu, "A Threshold Selection Method from Gray-Level Histograms," *IEEE Trans. Syst. Man. Cybern.*, vol. 9, no. 1, pp. 62–66, Jan. 1979.
- [13] F. N. Fritsch and R. E. Carlson, "Monotone Piecewise Cubic Interpolation," SIAM J. Numer. Anal., vol. 17, no. 2, pp. 238–246, Apr. 1979.

LANGUAGE-INDEPENDENT TEXT CLASSIFIER BASED ON RECURRENT NEURAL NETWORKS

Vojtech Myska

Doctoral Degree Programme 1st year, FEEC BUT E-mail: xmyska04@stud.feec.vutbr.cz

> Supervised by: Radim Burget E-mail: burgetrm@feec.vutbr.cz

Abstract: This paper deals with a proposal of language independent text classifiers based on recurrent neural networks. They work at a character level thus they do not require any text preprocessing. The classifiers have been trained and evaluated on a multilingual data set that is privately collected from film review databases. It contains Czech (Slovak), English, German and Spanish language subset. The resulting accuracy of the proposed language independent classifiers base on the recurrent neural networks in polarity sentiment analysis task is 78.55%.

Keywords: sentiment analysis, recurrent neural networks, deep learning

1 INTRODUCTION

Natural language processing (NPL) is one of the fields in which methods based on deep learning have achieved significant progress. One of the NPL tasks is sentiment analysis. This task decides whether the subjective writer's opinion is positive, more positive, neutral, more negative or negative. This paper deals with polarity sentiment analysis task, i.e. only two classes are distinguished - positive and negative.

Recurrent neural networks (RNN) are powerful in extracting patterns of sequence data, such as speech recognition, numerical time series, texts, etc. The proposed models of the classifier are based on RNN variation - LSTM [1].

This paper introduces a novel approach for sentiment analysis task working at the character level. Due to this, the proposed approach does not require any text preprocessing or pre-trained embedding. Therefore, it can be language independent. The introduced approach works at character level instead of word level, or similar higher structures.

2 RELATED WORKS

Text understanding from scratch [3] was published in February 2015 by Xiang Zhang and Yann Le-Cun. They have demonstrated that knowledge of words, phrases, or some other syntactic or semantic structures associated with a language is not necessary for NPL tasks.

They applied a convolutional neural networks (CNN) models to various text classification tasks. Their proposed model reached up to 95.07% accuracy in the polarity sentiment analysis task.

Character-level convolutional networks [4] was published a few months after the [3]. The paper is an extension of the original work - it contains more experiments of text classification tasks.

Work [2] outperforms the state-of-the-art. In the polarity sentiment analysis task reaches up to 97.84% accuracy.

3 EXPERIMENT

This section describes details of the introduced approach and proposed neural networks models, including a description of the multilingual data set, processing of the text and presentation of achieved results.

3.1 DATA SET

Models proposed in this experiment have been trained and evaluated on the multilingual data set that is privately collected from film review database. This data set is consists of four subsets. Each of them represents Czech (Slovak), English, German or Spanish language and contains 12 000 data samples (text). The experiment deals with polarity sentiment analysis task, thus the subsets have only two numerically balanced categories, i.e. positive and negative.

3.2 TEXT TRANSFORMATION

The input text data has to be converted into a form suitable for neural networks. The text samples are transformed into a 2D matrix. Matrix row dimension is determined by the length of the text, while column by the number of the monitored characters. The text length has been limited to 256 characters. In the experiment 88 characters have been monitored (a-z, 0-9, Czech, Spanish, German, US dollar, euro, pound, space).

Each row of the matrix represents one character of the input. Note that the conversion is sequential. The figure 1 shows an example of converted word "jazz". The algorithm must first obtain the numerical order of the currently processed character in the alphabet. This numerical order determines the column in the matrix. The row is determined by numerical order of the currently processed character in the input text. These two values determine where a value 1 will be written.



Figure 1: Converted word "jazz".

The proposed neural networks models have classified each text sample as negative if the input data has been in the form above. For this reason, the method of text conversion has been modified. The main idea is to reduce the matrix row dimension by vectors averaging, see figure 2. This modification can be considered very successful because the proposed models have begun to work properly. On the other hands, the method has a disadvantage - the order of characters is not preserved.

The mentioned disadvantage is eliminated by the next method. The key feature is reducing the row dimension while preserving the order of the characters. This has been achieved by concatenating two vectors into one row, see figure 3.



Figure 2: Sub-sampling of matrix row dimension by their averaging.



Figure 3: Sub-sampling of matrix row dimension by their concatenating.

3.3 PROPOSED NEURAL NETWORKS MODELS

In this experiment, two neural networks models have been proposed. Both models are based on the same architecture consisting of two main cores, figure 4 shows the architecture. The first core consists of a pair of LSTM layers. The second one is consists of three fully-connected layers. In order to over-fitting, dropout layers are inserted between them.

The first model uses sub-sampling of the matrix row dimension by their averaging. The parameters used in this experiment are listed in table 1. Individual model configurations differ in the number of averaged rows. In this experiment, five models have been evaluated.

Table 2 contains parameters of the model which uses sub-sampling by concatenating rows. Again, five models have been evaluated. These models differ in dropout values.

		LSTN	M	Dropout	Dense	Softmax	Avg. Pooling
Model	Neurons	Dropout	Recurrent drop.	Drop	Neurons	Neurons	Sub-sampling
1	256	0.18	0.18	0.50	128	2	2
2	256	0.18	0.18	0.50	128	2	3
3	256	0.18	0.18	0.50	128	2	4
4	256	0.18	0.18	0.50	128	2	5
5	256	0.18	0.18	0.40	128	2	6

 Table 1:
 Parameters of the model which uses sub-sampling of matrix row dimension by their averaging.

4 **RESULTS**

Table 3 shows the effect of reducing the row dimension by averaging rows. Total five models have been tested - they differ in the number of averaging row, see table 1. Model number five has achieved the highest average accuracy of 70.97%. Thus it can be considered as the best. The results show

Input	Input
¥	
Average Pooling	LSTM
LSTM	LSTM
LSTM	Dropout
	¥
Dropout	Dense
¥	t
Dense	Dropout
+	¥
Dropout	Dense
_	¥
Dense	Dropout
¥	
Dropout	Softmax
_	
Softmax	

Figure 4: The proposed neural networks models. The first model uses sub-sampling of the matrix row dimension by their averaging. The second one uses sub-sampling by concatenating rows.

		LSTN	M	Dropout	Dense	Softmax
Model	Neurons	Dropout	Recurrent drop.	Drop	Neurons	Neurons
1	256	0.12	0.12	0.30	256	2
2	256	0.15	0.15	0.35	256	2
3	256	0.15	0.15	0.40	256	2
4	256	0.12	0.12	0.35	256	2
5	256	0.16	0.16	0.45	256	2

Table 2: Parameters of the model which uses sub-sampling by concatenating rows.

that all models have been a little over-fitted. The worst average (64.74%) achieved the first model. Generally, the models have been able to best classify Spanish written texts. The lowest accuracy has been obtained in the classification of German written texts. This can be due to a relatively small data set.

	CZ		EN		DE		ES		Average	
Model	Val	Test	Val	Test	Val	Test	Val	Test	Val	Test
1	61.77	60.38	70.3	61.83	61.45	59.92	79.62	76.18	68.28	64.57
2	77.00	71.68	71.02	62.27	78.56	65.70	84.77	79.70	77.83	69.83
3	87.45	75.31	73.72	63.93	79.97	66.84	81.52	76.77	80.66	70.71
4	86.77	74.25	74.52	64.25	79.5	66.83	85.75	78.55	81.63	70.97
5	87.15	73.83	78.81	65.18	80.93	67.33	83.85	76.38	82.6875	70.67

Table 3:Achieved results by the model using row's averaging sub-sampling method.

Table 4 shows results achieved by rows concatenating. Five models have been evaluated. All models reported over-fitting. To thus individual models differ by dropout value, see the table 2. Majority of the models achieved a lower accuracy. The best model achieved only 69.05% accuracy. It is a 1.92% lower accuracy than the best model from the previous results set. As in the previous models classified the best Spanish texts.

	CZ		EN		DE		ES		Average	
Model	Val	Test	val	Test	Val	Test	Val	Test	Val	Test
1	77.75	71.33	80.53	64.06	69.87	63.38	83.62	76.84	77.94	68.90
2	74.47	69.40	57.25	55.13	87.53	66.37	83.58	76.95	75.70	66.96
3	75.48	69.27	70.28	61.67	78.25	65.77	86.25	78.22	77.56	68.73
4	80.98	72.75	78.77	62.77	90.22	65.95	79.80	74.73	82.44	69.05
5	73.7	68.52	64.8	59.57	57.14	59.42	89.10	79.83	71.18	66.83

 Table 4:
 Achieved results by the model using the row's concatenating sub-sampling method.

5 CONCLUSION

This paper shows that the assumption of the possibility of using recurrent neural networks for text classification at character level without sub-sampling of row dimension can not be confirmed yet. The proposed models have not been able to classify text without any matrix modification. In the experiment have been tested models that use rows averaging and concatenating to reduce row dimension.

The accuracy achieved by the first model is from 65.18% (English written texts) up to 78.55% (Spanish written texts). The second model like the first one achieved the lowest accuracy in classification of English written texts (64.04%) and the highest in the classification of Spanish written texts (79.83%). The presented results prove the possibility of classifying texts by recurrent neural networks at the character level without any necessary knowledge of the language, but with reduction row dimension.

- [1] Hochreiter and Schmidhuber: Long short-term memory, Neural computation, vol. 9, no. 8, pp. 1735-1780, 1997. [cit. 2019-03-12]. Available: https://arxiv.org/abs/1509.01626.
- [2] Howard and Ruder: Fine-tuned language models for text classification. CoRR, vol. abs/1801.06146, 2018. [Online]. [cit. 2019-03-12]. Available: http://arxiv.org/abs/ 1801.06146.
- [3] Zhang, Xiang a LeCun, Yann: Text understanding from scratch. arXiv preprint arXiv:1502.01710, 2015. [Online]. [cit. 2019-03-12]. Available: https://arxiv.org/abs/1502.01710.
- [4] Zhang, Xiang a Zhao, Junbo: Character-level convolutional networks for text classification. Advances in neural information processing systems. 2015, 2015(28), 649-657. [Online]. [cit. 2019-03-12]. Available: https://arxiv.org/abs/1509.01626.

CYCLING OF VRLA LEAD-ACID BATTERIES FOR USE IN UNINTERRUPTIBLE POWER SUPPLIES AND MEASUREMENT OF FAILED BATTERIES

Petr Musil

Doctoral Degree Programme (1), FEEC BUT E-mail: xmusil56@stud.feec.vutbr.cz

> Supervised by: Petr Mlýnek E-mail: mlynek@feec.vutbr.cz

Abstract: This article deals with study on the influence of cycling of batteries with regard to their parameters. Electro-chemical reactions which take part in battery cells are described. This paper also offers a measurement scheme for automated measuring workstation. Furthermore, results of measurements are being presented on measured parameters of chosen batteries. Comparison of the measurements results and datasheet values is included. Conclusion sums up parameters of chosen batteries and their feasibility for further usage in Uninterruptible Power Supply as a crucial part of critical infrastructure.

Keywords: battery cycling, battery failure modes, capacity loss, lead-acid battery, Uninterruptible Power Supply, VRLA

1 INTRODUCTION

Batteries in general are essential for supplying current in all kind of devices which are not connected to electrical grid. Nowadays there is also a high increase in using batteries for storaging electrical power. They might also be used as solar battery storage or for providing power in Uninterruptible Power Supply (UPS).

There are many types of batteries, but one of the most important one is the oldest – lead-acid battery. This battery type has a lot of advantages over other battery types. It is the best in terms of reliability and working capabilities, it is also capable to withstand long term inactivity with or without a solvent. It offers the best value for power and energy per watt hour. Technology of production is well known so this battery type is quite inexpensive [3].

Lead-acid battery is not suitable for applications with regard to weight, also the weight -energy ratio is low. Its life cycle is quite limited and likewise repeated deep cycling highly reduces battery life [4].

This chemical power supply source is based on reaction of lead dioxide (PbO₂) on the positive electrode and pure lead (Pb) on the negative electrode [3]. Electrolyte is a mixture of water and sulfuric acid (30 - 40 %), specific gravity of this mixture is around 1.28 g/cm³ [5].

Electrochemical reactions on positive electrodes:

$$PbO_{2(s)} \xrightarrow{\text{discharge}} Pb^{2+} + 2H_2O$$
(1)

$$Pb_{(aq)}^{2+} + SO_4^{2-}{}_{(aq)} \xrightarrow[charge]{discharge}{charge} PbSO_{4(s)}$$
(2)

Electrochemical reactions on negative electrodes:

$$Pb_{(s)} \xrightarrow[charge]{discharge} Pb_{(aq)}^{2+} + 2e^{-}$$
(3)

$$Pb_{(aq)}^{2+} + SO_4^{2-}{}_{(aq)} \xrightarrow[charge]{discharge}{charge} PbSO_{4(s)}$$
(4)

2 MEASUREMENT SCHEME

For this experiment, following 4 batteries from 3 different vendors were chosen. To minimize possible negative effect of damaged cell in battery, 3 batteries of the same type and vendors were measured at the same time. Batteries are VRLA (Valve Regulated Lead Acid) types rated at least at 7 Ah.

Before starting this experiment, voltage at battery terminals was measured, values are shown in Table 1. Highest voltage difference (433 mV) was measured between battery number 6 and battery number 1. After that, batteries were left on float voltage for three days.

Batteries were being discharged by constant current 0.25 C (1.75 A) until reaching cut-off voltage 10.2 V. When the battery voltage dropped under 10.2 V, batteries were immediately switched into defined charging mode. Charging current was equal to 0.35 C (2.5 A) with voltage limitation of 14.7 V. Battery was charged, until accepting 104 % of previously drained charge.

Normal temperature and pressure (NTP) and forced airflow were provided by air conditioning of the room to the pre-set temperature of 20 °C. This experiment lasted about 1 month and the batteries made around 120 cycles, automated measurement station obtained values every 30 seconds [2].

battery type	Panasonic(LC-R127)			EnerSys(NP7-12T)			CTM(CT7-12L)			CTM(CTV7-12)		
battery number	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
battery voltage [V]	12.39	12.45	12.40	12.77	12.79	12.82	12.88	12.85	12.87	12.66	12.62	12.62

Table 1: Voltage at battery terminals before the experiment was launched.

3 BATTERY CYCLING

Long-term battery cycling results are shown in Fig. 1. Capacity loss of battery number 3 (Panasonic) is evident, capacity loss of other two batteries is not that steep. All Panasonic batteries tend to have some increase in capacity due to formation of the battery. Their peak occurs at 20th cycle. For instance battery number 1 difference between capacity peak and last cycle is 0.35 Ah, which is around 5 %.

All EnerSys batteries tend to lose capacity in the same way. At early beginning they lose capacity rapidly, but after around 40 cycles they tend to stop losing capacity or even have some increase in capacity. All the EnerSys cells ended up with capacity around 4 Ah.

CTM battery CT7-12L is definitely the lowest quality battery type of this set. Two batteries (number 8 and number 9) rapidly lost almost all the capacity after around 40 cycles. Several tries to restore their rated capacity was made by leaving them on float charge at 14.7 V for the whole day.

Battery type of the same vendor CTM (CTV7-12) had stable performance, but even the initial capacity had just about 82 % of the rated capacity. This battery could not be recommend for use. In general battery is considered as worn out when it reaches 80 % of the rated capacity [6]. Formation of the battery is significant and peaked around 32nd cycle.

Unfortunately only one battery (number 1) out of this set is fulfilling capacity value and cycle life stated in manufacturer's datasheet.



Figure 1: Long-term cycling of chosen VRLA batteries.

4 BATTERY FAILURES

With regard to enormous capacity loss of batteries number 8 and 9 and significant capacity loss of battery number 3, further test was launched. Batteries were discharged up to cut off voltage of 5 V. This discharge shows us possible failures of some cells in the battery. Figure 2 depicts significant voltage drops, which might be caused by shorted cells [6], [7], [8].

Figure 3 shows charging of batteries suspected from having shorted cell (battery number 8 and number 9). This figure also contains charge of battery with good performance and same number of cycles for comparison. With regards to those characteristics no shorted cell is present in the battery and the highly reduced capacity is probably caused by inaccurate production or possible impurities in material of the active mass [1], [3].



Figure 2: Deep discharge of chosen batteries with cut-off voltage equal to 5 V.



Figure 3: Charge graph of CTM battery (upper) and charge graph of Panasonic battery (lower).

5 CONCLUSION

This paper deals with experimental testing of lead-acid batteries which are commonly used as a crucial part of Uninterruptible Power Supplies. Long-term cycling of batteries shows that three battery types didn't conform the capacity parameter and number of cycles stated by the manufacturer in the datasheet. During the experiment three failed batteries were identified and were tested afterwards. Two batteries had problems with two cells, remaining one had a problem with only one cell. Outcome of this experiment is very worrying, since this type of battery is a crucial part of critical infrastructure and plays an important role in general security.

- CULPIN, B. Thermal runaway in valve-regulated lead-acid cells and the effect of separator structure. *Journal of Power Sources* [online]. Elsevier B.V, 2004, 133(1), 79-86 [cit. 2018-12-12]. DOI: 10.1016/j.jpowsour.2003.09.078. ISSN 0378-7753. Available from URL: https://doi.org/10.1016/j.jpowsour.2003.09.078
- [2] ČAPEK, Ivo. *Automatizované měřicí pracoviště pokusných článků olověného akumulátoru*. Vysoké učení technické v Brně. Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2008.
- [3] JUNG, Joey, Lei ZHANG a Jiujun ZHANG. *Lead-acid battery technologies: fundamentals, materials, and applications.* Boca Raton, [2016]. ISBN 978-146-6592-223.
- [4] PAVLOV, Detchko. *Lead-acid batteries: science and technology : a handbook of lead-acid battery technology and its influence on the product.* Second Edition. Amsterdam, Netherlands: Elsevier, [2017]. ISBN 9780444595522.
- [5] RAND, D. A. J., R. WOODS a Ronald DELL. *Batteries for electric vehicles*. New York: John Wiley, 1998. ISBN 08-638-0205-2.
- [6] RAND, D.A.J. a P.T. MOSELEY. 3 Lead—acid battery fundamentals. *Lead-acid batteries for future automobiles*. 2017. Amsterdam, Netherlands: Elsevier, [2017], s. 97-132. ISBN 9780444637000.
- [7] VALKOVSKA, D.;Dimitrov. Thermal behavior of VRLA battery during closed oxygen cycle operation. *Journal of Power Sources* [online]. Elsevier B.V, 2009, 191(1), 119-126 [cit. 2018-12-12]. DOI: 10.1016/j.jpowsour.2008.10.014. ISSN 0378-7753. Available from URL: https://doi.org/10.1016/j.jpowsour.2008.10.014
- [8] VONDRÁK, Michal. Analýza teplotních dějů uvnitř článku olověného akumulátoru v režimu kyslíkového cyklu. Vysoké učení technické v Brně. Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2013, 53 l. : il. + 1 CD-ROM.

PSEUDO-DIFFERENTIAL HIGH-ORDER FREQUENCY FILTER

Ondřej Sládok

Doctoral Degree Programme (3rd year), FEEC BUT E-mail: sladok@phd.feec.vutbr.cz

Supervised by: Jaroslav Koton

E-mail: koton@feec.vutbr.cz

Abstract: This article describes a pseudo-differential third-order frequency filter operating in voltage mode, using four differential difference current conveyors (*DDCCs*), and six passive elements. The circuit has a high input impedance, low active and passive sensitivity and high common-mode rejection ratio (*CMRR*). The proposed structure is able to realize one type of frequency responses low pass. Non-ideal analysis has been performed by considering the real parasitic parameters of the active elements. Optimization was made with a view to greatly influence low pass filter attenuation.

Keywords: Pseudo-differential filter, frequency filter, single-ended filter, high-order, conveyor, common-mode rejection ratio, non-ideal analysis.

1 INTRODUCTION

Frequency filters are widely used in the vast majority of electrical equipments Since the design of function blocks currently emphasizes low voltage and power, there is a growing interest in designing pseudo-differential frequency filters, which show a large percentage of common-mode rejection ratio (CMRR) and low signal distortion. In this paper, a new third-order operating in voltage-mode pseudo-differential filter using four active elements (DDCCs) is presented. Together with the active elements only six passive elements, each of them grounded, are used. Non-ideal analysis has been performed by considering the real parasitic parameters of the active elements. Optimization was made with a view to greatly influencing low pass filter attenuation.

2 PSEUDO-DIFFERENTIAL FREQUENCY FILTERS

As is evident from the mathematical description (1) of fully-differential structures shown in Fig.1a) for analysis are used only the input and output signals. Hence, it is generally possible to design differential system using input and outputs signals, where the internal structure is non-differential. Such structures called as pseudo-differential filters shown in Fig. 1b) according to [1], these filters assume differential input and output but the inner structure is rather single-ended, still provide high suppression of the common-mode signal and have lower harmonic distortions compared to singleended structures but are less complicated compared to fully-differential solutions.



Figure 1:

a) Full-differential filter, b) pseudo-differential filter

When analyzing the differential circuits operating in voltage mode, the following relations are assumed:

$$v_{1d} = v_{1+} - v_{1-}, \quad v_{2d} = v_{2+} - v_{2-}, \quad K_d = \frac{v_{2d}}{v_{1d}} = \frac{v_{2+} - v_{2-}}{v_{1+} - v_{1-}},$$
 (1a, b, c)

where v_{1d} , v_{2d} and K_d denote differential input voltage, the differential output voltage and differential voltage gain, respectively. Signal v_{1d} is the difference between the two input signals v_{1+} and v_{1-} . Signal v_{2d} is the difference between the two output signals v_{2+} and v_{2-} . Differential voltage gain is the ratio of the differential output signal to the differential input signal.

3 DESCRIPTION OF DDCC

For the design of pseudo-differential third-order frequency filter, DDCC active element have been used. The DDCC is a six-terminal building block with three high-impedance voltage inputs Y1+, Y2- and Y3+, a low-impedance current input X, and two high-impedance current outputs Z1+ and Z1-. The relation between terminal currents and voltages is given as:

$$V_{x} = V_{y1+} - V_{y2-} + V_{y3+}, I_{y1+} = I_{y2-} = I_{y3+} = 0,$$

$$I_{z1+} = I_{x}, I_{z1-} = -I_{x}.$$
 (2a, b, c, d)

4 PROPOSED PSEUDO-DIFFERENTIAL THIRD-ORDER FREQUENCY FILTER OPE-RATING IN VOLTAGE MODE

The proposed third-order pseudo-differential frequency filter operating in voltage mode is shown in Fig. 2. is composed from four DDCCs. The structure also includes six passive elements, namely three resistors and three capacitors. The differential input signal is applied to the input terminals Y1+ and Y2- of the active element DDCC1.



Figure 2: Pseudo-differential third-order filter operating in voltage-mode

4.1 IDEAL ANALYSIS OF THIRD-ORDER PSEUDO-DIFFERENTIAL FREQUENCY FILTER

The circuit given in Fig. 2. allows realizing one frequency filter third-order response (low-pass). Ideal analysis is described by the following equation:

$$K_{\rm d} = \frac{1}{s^3 C_1 C_2 C_3 R_1 R_2 R_3 + s^2 C_2 C_3 R_2 R_3 + s(C_1 R_1 + C_3 R_3) + 1}$$
(3)

For simulation third-order pseudo-differential filter operating in the voltage mode, Butterworth approximation was considered. Also here, the values of capacitors $C_1 = C_2 = C_3 = 1$ nF were selected and the resistor values $R_1 = 7962\Omega$, $R_2 = 21231\Omega$, $R_3 = 23885\Omega$, were calculated resulting in 10 kHz cut-off frequency. For simulations four universal current conveyors UCC-N1B [4] was used. The plot in Fig. 5. a) show modul characteristic for low-pass filter. From the module characteristic, it is clear the low-pass filter after cut-off frequency decreases more than in the ideal case.

4.2 NON-IDEAL ANALYSIS OF THIRD-ORDER PSEUDO-DIFFERENTIAL FREQUENCY FILTER

Non-ideal analysis of active elements from the viewpoint of parasitic impedances

The performance of the filter can be affected by the parasitic impedances of the active elements. In Fig. 3, the most significant according to [4], [2] parasitics are represented by Rx, Rv, Rw, Rz, Cx, Cv, Cw, Cz, that describe the finite impedance of the Y and Z terminals of the active elements.



Figure 3: Pseudo-differential third-order filter with parasitic impedances

. . .

Re-analysis of the filter provides the following differential voltage gain of the low-pass filter:

$$K_{d} = \frac{R_{v}R_{w}R_{z}}{s^{4}(R_{1}R_{2}R_{3}C_{1}C_{2}C_{3}C_{x}R_{x}R_{v}R_{w}R_{z}) + s^{3}(R_{1}R_{2}R_{3}C_{1}C_{3}C_{x}R_{x}R_{v}R_{z} + R_{1}R_{2}R_{3}C_{1}C_{2}C_{x}R_{x}R_{v}R_{w} + R_{1}R_{2}R_{3}C_{1}C_{2}}, \\ C_{3}C_{x}R_{v}R_{w}R_{z} + R_{1}R_{2}R_{3}C_{2}C_{3}C_{x}R_{x}R_{w}R_{z}) + s^{2}(R_{2}R_{3}C_{2}C_{3}R_{v}R_{w}R_{z} + R_{1}R_{2}R_{3}C_{3}C_{x}R_{x}R_{z} + R_{1}R_{2}R_{3}C_{1}C_{3}R_{v}R_{z}} \\ + R_{1}C_{1}C_{x}R_{x}R_{v}R_{w}R_{z} + R_{1}R_{2}R_{3}C_{1}C_{2}R_{v}R_{w} + R_{1}R_{2}R_{3}C_{1}C_{2}R_{v}R_{w} + R_{1}R_{2}R_{3}C_{1}C_{3}R_{v}R_{z} \\ + R_{1}C_{1}C_{x}R_{x}R_{v}R_{w}R_{z} + R_{1}R_{2}R_{3}C_{1}C_{2}R_{v}R_{w} + R_{1}R_{2}R_{3}C_{1}R_{x}R_{v}C_{x} + R_{3}C_{3}C_{x}R_{x}R_{v}R_{w}R_{z} + R_{1}R_{2}R_{3}C_{2}C_{x}R_{x}R_{w} \\ + R_{1}R_{2}R_{3}C_{2}C_{3}R_{w}R_{z}) + s(R_{1}R_{2}R_{3}C_{1}C_{2}R_{v}R_{w} + R_{1}R_{2}R_{3}C_{1}R_{v}R_{z} + R_{1}C_{1}R_{v}R_{w}R_{z} + R_{1}R_{2}R_{3}C_{2}C_{z}R_{w} + R_{3}R_{v}R_{w}C_{x}R_{x} \\ + R_{3}C_{3}R_{v}R_{w}R_{z} + R_{1}C_{x}R_{x}R_{w}R_{z} + R_{1}C_{x}R_{x}R_{w}R_{z} + R_{1}R_{2}R_{3}C_{3}R_{z} + R_{1}R_{2}R_{3}C_{1}R_{v} + R_{2}R_{3}C_{2}R_{v}R_{w}) + R_{1}R_{2}R_{3} \\ + R_{2}R_{2}R_{2}R_{v} + R_{1}R_{z}R_{w} + R_{3}R_{v}R_{w} + R_{v}R_{w}R_{z} \\ + R_{2}R_{2}R_{2}R_{v} + R_{1}R_{z}R_{w} + R_{3}R_{v}R_{w} + R_{v}R_{w}R_{z} \\ + R_{2}R_{2}R_{2}R_{v} + R_{1}R_{z}R_{w} + R_{3}R_{v}R_{w} + R_{v}R_{w}R_{z} \\ + R_{2}R_{2}R_{2}R_{v} + R_{1}R_{z}R_{w} + R_{3}R_{v}R_{w} + R_{v}R_{w}R_{z} \\ + R_{2}R_{2}R_{2}R_{v} + R_{1}R_{z}R_{w} + R_{3}R_{v}R_{w} + R_{v}R_{w}R_{z} \\ (4)$$

where
$$C_1 = C_1 + C_v$$
, $C_2 = C_2 + C_w$, $C_3 = C_3 + C_z$, $R_1 = R_1 + R_x$, $R_2 = R_2 + R_x$, $R_3 = R_3 + R_x$,
 $R_v = R_{z2} \| R_{y1} \| R_{y3}$, $R_w = R_{z1} \| R_{y1} \| R_{y3}$, $R_z = R_{z2} \| R_{y3}$, $C_v = C_{z2} + C_{y1} + C_{y3}$, $C_w = C_{z1} + C_{y1} + C_{y3}$,

 $C_z = C_{z2} + C_{y3}$, $C_x = C_{y1}$, R_x , when C_x , C_z , C_y , R_x , R_z , R_y , are parasitic capacitors and resistors, respectively, wheras for sake of simplicity, the voltage and current gains of the active elements were assumed to be unity. For proper function of frequency filter it has to apply R_1 ; R_2 ; $R_3 \ll R_v$; R_w , R_z . To suppress the parasitic behavior of the active elements as much as possible, the values of passive elements should be kept as: $C_1 \gg Cv$, $C_2 \gg Cw$, $C_3 \gg Cz$ and R_1 , R_2 , $R_3 \gg Rx$.

Non-ideal analysis of active elements from the viewpoint of the terminal relations

The performance of the filter can be affected by the terminal relations of the active elements according to [4], [2]. These relationships can be described for the DDCC as follows:

$$V_{\rm x} = \alpha_1 V_{\rm y1+} - \alpha_2 V_{\rm y2-} + \alpha_3 V_{\rm y3+}, I_{\rm z1+} = \gamma_1 I_{\rm x}, I_{\rm z1-} = -\gamma_2 I_{\rm x}, \qquad (5a, b, c)$$

where $\alpha_m = 1 - \varepsilon_{vm}$ and $\gamma_n = 1 - \varepsilon_{in}$ (for m = {1, 2, 3} and n = {1, 2}) are the voltage and current gains of the DDCC, and $|\varepsilon_{vm}| \ll 1$ and $|\varepsilon_{in}| \ll 1$ denote the voltage and current tracking errors. The non-ideal voltage and current gains (5) of the active elements the differential voltage gain can be determined as:

$$K_{\rm d} = \frac{s^2 (C_2 C_3 R_2 R_3 \alpha_1^2 \gamma_1 - C_2 C_3 R_2 R_3 \alpha_1^3 \gamma_1) + \alpha_1^3 \alpha_3 \gamma_1^3}{s^3 (C_1 C_2 C_3 R_1 R_2 R_3) + s^2 (C_2 C_3 R_2 R_3 \alpha_1 \alpha_3 \gamma_1) + s (C_3 R_3 \alpha_1 \alpha_3 \gamma_1^2 - C_1 R_1 \alpha_1 \alpha_3 \gamma_1^2) + \alpha_1^2 \alpha_3^2 \gamma_1^3},$$
(6)

4.3 OPTIMALIZATION OF THE THIRD-ORDER PSEUDO-DIFFERENTIAL FILTER

It is evident from the non-ideal analysis of active elements in terms of parasitic impedances according to (4) parasitic impedances have not key importance on the low-pass filter. However, it cannot be said parasitic impedances analysis has no effect on the pseudo-differential filter. Taking into account the non-ideal analysis of active elements from the point of view of terminal relations according to (5), coefficients α_x and γ_x have influenced the voltage characteristic. At the low-pass filter is an undesirable error in the form of a Laplace operator s² together with passive elements, voltage and current gains. While ideal by (7), the member s² together with the passive elements and the voltage and current gains is equal to 0.

$$s^{2}(C_{2}C_{3}R_{2}R_{3}\alpha_{1}^{2}\gamma_{1} - C_{2}C_{3}R_{2}R_{3}\alpha_{1}^{3}\gamma_{1}) = 0,$$
(7)

According to the equation (7), the condition can be defined as follows:

$$\alpha_1 = 1. \tag{8}$$

However, it is necessary to say that for this type of DDCC current conveyor according to [4], these voltage and current gains are unchanged. If there were other active element or current conveyor of similar properties that would satisfy the condition $\alpha_1 = 1$ and had similar properties to [4]. We can safely say that the third-order low-pass filter would be much closer to the ideal. Optimization using the DDCC current conveyor according to [4] consists switch over terminal Y1+ with Y3+ u (DDCC 2-4) due to reduced voltage and current tracking errors because $\alpha_1 = 0.975$ and $\alpha_3 = 1.009$ according to [4]. For voltage terminal tracking error Y1+ - $\varepsilon_{\alpha 1} = 0.025$ and for voltage terminal tracking error Y3+ - $\varepsilon_{\alpha 3} = 0.009$, and also $\varepsilon_{\alpha 1} > \varepsilon_{\alpha 3}$. The DDCC 1 remained unchanged because a differential input signal is applied to terminals Y1 + and Y2-. The circuit can be seen in Fig. 4.



Figure 4: The optimization of Pseudo-differential third-order filter



Figure 5: a) Modul of low-pass third-order filter, b) The optimization of modul of third-order lowpass filter

From the modul characteristic in Fig. 5. b) is evident that properties third-order low-pass filter improved compared to the modul characteristic in Fig. 5. a). Because the process of the modular characteristic is closer to the ideal. But if is condition fulfilled $\alpha_1 = 1$, so the modul characteristic will be closer to the ideal signal.

5 CONCLUSION

In this paper, a new pseudo-differential third-order frequency filter operating in voltage mode is presented. The proposed filter employs four differential difference current conveyor and six passive elements (three capacitors and three resistors), whereas all are grounded. The proposed structure is able to realize one standard frequency filter response (low-pass). Assuming the parasitic impedances of the active elements, the filter has not been affected. In terms of the terminal relations of the current conveyor, the condition was determined. If the condition is met, the filter will report the best properties. Filter optimization was performed by switchover Y1+ and Y3+ terminals based on better terminal properties Y3+. The lowpass filter improved after this optimization. So we can say that the technique of pseudo-differential filters can be applied to higher-order filters.

ACKNOWLEDGEMENT

The research described in this paper was financed by the National Sustainability Program under grant LO1401 and by the Czech Science Foundation under grant no. 16-11460Y. For the research, the infrastructure of the SIX Center was used.

- [1] Sladok, O., Koton, J., Herencsar, N.: Universal Pseudo-Differential Filter Using DDCC and DVCCs. Elektronika Ir Elektrotechnika, 2017, vol. 23, no. 6, p. 46-52. ISSN: 1392-1215.
- [2] Koton, J., Herencsar, N., Sladok, O., Horng, J.: Pseudo-differential second order band reject filter using current conveyors, AEU - International Journal of Electronics and Communications, vol. 70, no. 6, pp. 814-821, 2016. [Online]. Available: http://dx.doi.org/10.1016/j.aeue.2016.03.009
- [3] Maheshwari, S., Gangwar, A.:Versatile Voltage-Mode Universal Filter Using Differential Difference Current Conveyor, *Circuits and Systems*, vol. 2, no. 3, pp. 210-216, 2011. [Online]. Available: http://dx.doi.org/10.4236/cs.2011.23030
- [4] Datasheet UCC-N1B 0520. Universal current conveyor (UCC) and second-generation current conveyor (CCII+/-), rev. 1. Brno University of Technology, On Semiconductor Ltd..