



BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION



PROCEEDINGS OF THE 23RD CONFERENCE

2017

Název: Proceedings of the 23rd Conference STUDENT EEICT 2017
Garant prof. Ing. Jarmila Dědková, CSc.
Editor: doc. Ing. Vítězslav Novák, Ph.D.
Vydavatel: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních
technologií
Vydáno v roce: 2017
Vydání: první

Za obsahovou a jazykovou úpravu odpovídají autoři.

ISBN 978-80-214-5496-5

Obsah

Předmluva

Středoškolské projekty

Martin Radvanský SMART OFFICE ENVIROMENT MONITOR.....	2
Albert Mlčoch ELECTRIC FURNACE	5
Josef Mička, Jakub Mareček a Jakub Man ELECTRONIC BEEHIVE WEIGHTS	8
Lucie Kovaříková SINGING ARC	11

Bakalářské projekty

Biomedicínské inženýrství a bioinformatika

Petr Nejedlý	
ARTERIALWALL NONLINEAR FEATURES IDENTIFICATION BY VIBRATIONAL PHOTOPLETHYSMOGRAPHY TECHNIQUE.....	15
Jana Musilová	
NETWORK ANALYSIS OF DRUGS USED TO TREAT SCHIZOPHRENIA.....	18
Jiří Víteček	
HEART RATE MEASUREMENT USING SMARTPHONE ACCELEROMETER.....	21
Svātopluk Blažej	
EEG MEASURING AND ANALYZING SYSTEM.....	24
Jan Matula	
MHC AND KIR GENOTYPING OF MACAQUES IN HIV INFECTION RESEARCH.....	27
Ondřej Kyjovský	
THE USE OF THERMOGRAPHY IN ENDOVASCULAR SURGERIES	30

Elektronika a komunikace, Komunikační technologie a informační bezpečnost, Silnoproudá elektrotechnika a elektroenergetika

Michal Mikláš	
COEXISTENCE OF LTE AND WLAN IN THE ISM BAND.....	34
Pavel Zelenka	
HUMAN BRAIN AND IT'S MODELING	37
Lukáš Suchý	
WIRELESS IR SENSOR FOR AREA INVASION DETECTION	40
Martin Váňa	
DESIGN AND EXPERIMENTAL VERIFICATION OF MESH TYPE RADIO NETWORK FOR NON- LICENSED BAND	43
Ondřej Pospíšil	
EXPERIMENTAL VERIFICATION OF LONG-RANGE WIDE AREA NETWORK	46
Milan Sedlák	
SWITCHABLE FILTER FOR UHF BAND.....	49
Roman Klus	
NUCLEAR CELLS	52
Dávid Růra	
INDUCTION MACHINE ELECTROMAGNETIC AND THERMAL DESIGN PLATFORM	55
Filip Reiskup	
DESIGN OF THE OVERHEAD LINE SECTION OF THE TRANSMISSION SYSTEM	58
Tomas Sochor	
THE DEVELOPMENT OF THE MODEL OF PV SYSTEM FOR ELECTRIC WATER HEATING.....	61

Kybernetika a automatizace, Teoretická elektrotechnika, fyzika a matematika

Radek Tománek	
LABORATORY POWER SUPPLY	65
Michal Kozubík	
ANTI-WINDUP METHODS FOR LINEAR DYNAMIC SYSTEMS.....	68
Vojtěch Míček	
ROBOTIC MANIPULATOR FOR IONIZING RADIATION SAMPLE MEASUREMENT	71
Filip Mívalt	
SOFTWARE FRAMEWORK FOR A DEVELOPMENT OF EQUIVALENT-CIRCUIT MODEL	74
Juan Velasquez	
SECOND ORDER DIFFERENTIAL EQUATIONS WITH COMPLEX COEFFICIENTS	77

Mikroelektronika a technologie

Andrej Vlasatý	
METEOSTATION FOR MODELLERS.....	81
Peter Hus	
LOW POWER GPS LOCATOR.....	84
Jakub Orolin	
TELEMETRY SYSTEM FOR RC AIRPLANE WITH NAVIGATION	87
Lukáš Svoboda	
ALANDERING OF LI-ION ELECTRODES AND ITS IM-PACT ON THE FINAL CAPACITY OF LITHIUM-ION CELL.....	90
Jan Čermák	
MODEL OF BIPEDAL WALKING ROBOT	93
David Holinka	
TEST EQUIPMENT FOR SET-UP ANIMATION LIGHT FUNCTION	96
Jan Smejkal	
STUDY OF EFFECT OF ORGANIC ADDITIVES ON THE MORFOLOGY OF ZINC DEPOSIT	99
Jaroslav Klempa	
SIMULATION AND FABRICATION OF PIEZOELECTRIC MEMS RESONATORS	102
Pavla Hlavatá	
THE IMPACT OF CRITICAL FLOW IN DIFFERENTIALLY PUMPED CHAMBER	105
Kristýna Lexová	
LI-ION ACCUMULATORS – COMPARISON OF CATHODE MATERIALS	108

Zpracování signálů, obrazu a dat

Vítězslav Fendrich	
COMPARSION OF VP9 AND H.265 ENCODING STANDARDS.....	112
Michal Demjan, Petr Nejedlý	
CLASSIFICATION OF HEART SOUNDS USING TIME-FREQUENCY ANALYSIS AND IMAGE PROCESSING METHODS	115
Tomáš Bravenec	
IMAGE SEGMENTATION ON CPU/GPU	118
Kamila Chocholáčová	
DETECTION OF TRUE COMPLETE LEFT BUNDLE BRANCH BLOCK.....	121
Andrea Beháňová	
REAL-TIME ESTIMATION OF ECG SIGNAL QUALITY	124
Martin Horák	
AUTOMATIC DEFECT DETECTION OF PRINTED CIRCUIT BOARD	127
Lucie Urbanová	
A SYSTEM FOR EYE MOVEMENT TRACKING	130
Petr Jedlička	
NOISE METER AND SOUND DETECTOR.....	133

Magisterské projekty

Biomedicínské inženýrství a bioinformatika

Oldřich Kodym	
SUBVOXEL CORTICAL BONE THICKNESS MEASUREMENT	137
Matyáš Kadlas	
VISUALIZATION OF BLOOD VESSELS PULSATION IN RETINAL SEQUENCES	140
Stanislav Bělehrádek	
SILICOCELL: A NOVEL TOOL FOR TUMOR AND CELL GROWTH SIMULATION	143
František Fajmon	
THE ACQUISITION SYSTEM FOR ELECTROGRAM RE-CORDING	146
Petra Tichá	
ACQUISITION AND CLASSIFICATION OF MOTION	149
Marcela Šafářová	
ANALYSIS OF MAIN OTU PICKING METHODS BY BIPARTITE GRAPHS	152
Vojtěch Bartoň	
IDENTIFICATION OF GENETIC HETEROGENEITY IN SEQUENCING DATA	155
Ludmila Zahradníčková	
CONTACTLESS LIMB VOLUME MEASUREMENT	158
Jakub Šaplachta	
AUTOMATIC SEGMENTATION AND CLASSIFICATION OF INTERNAL CALIBRATION TISSUES	161
Anežka Kovářová	
MONOCLIMATE INCUBATION CHAMBER	164

Elektronika a komunikace, Komunikační technologie a informační bezpečnost

Miloslav Chlad	
LOCALIZATION SYSTEM	168
Jiří Janoušek	
AUTONOMOUS CHARGING STATIONS FOR DRONES	171
Tomáš Pařízek, Roman Hermány	
PRINTING RF COMPONENTS WITH CONDUCTIVE INK	174
Ondřej Fišer	
HYBRID VACUUM TUBE AMPLIFIER	177
Ladislav Kalina	
BEAMFORMING CIRCUITS FOR L-BAND ANTENNA	180
Radim Zedka	
MAGNETIC LEVITATION DEVICE	183
Petr Srnský	
FIBER OPTIC INTERFEROMETRY	186

Kybernetika a automatizace

Daniel Janík	
COMPARING DIFFERENT TYPES OF LIGHT SOURCES	190
Adam Ligockí	
METHODS FOR SIMULTANEOUS SELF-LOCALIZATION AND MAPPING FOR DEPTH CAMERAS	193
Tomáš Lázna	
ROBOTIC MEASUREMENT OF GAMMA RADIATION	196
Jakub Krejčí	
THERMAL CONDUCTIVITY MEASUREMENTS	199
Vojtěch Vladyka	
FILESYSTEM CONSISTENCY CHECK FOR UNIVERSAL DISK FORMAT	202

Ondřej Bartík	
BLDC MOTOR HIL REAL-TIME SIMULATION ON ZYNQ	205

Mikroelektronika a technologie

Ivan Bryndza	
INTERNAL VOLTAGE REGULATOR FOR AUTOMOTIVE	209
Lukáš Lokajíček	
SMART HOME SYSTEM WITH THE ‘RASPBERRY PI’	212
Zdeněk Ptáček	
DESIGN AND REALISATION OF THE WIRELESS COMMUNICATION NETWORK	215
Radoslav Mach	
ROUGHNESS MEASUREMENT WITH LASER PROFILOMETRY	218
Petr Mácha	
DESIGN OF DA CONVERTER WITH FULLY DIFFERENTIAL OUTPUT IN CMOS TECHNOLOGY	221
Pavel Chutný	
ULTRASONIC OIL LEVEL SENZOR	224
Lenka Škarabelová	
PIEZOELECTRICITY IN TECHNICAL PRACTICE	227
Vojtěch Jeřábek	
THE AUTOMATIC SELF TUNING SYSTEM FOR SEVEN-STRING GUITARS	230
Rastislav Gerják	
CNC ROUTER FOR PCB	233
Vykydal Lukáš	
MICROCODE-CONTROLLED RAM BIST	236
Juraj Repčík	
APPLICATION OF FPGA IN MULTILEVEL INVERTERS	239
Lukáš Pěček	
DESIGN OF A SIGMA DELTA AD CONVERTER FOR SENSOR APPLICATIONS	242
Markéta Dyntarová	
RADIATION DOSIMETER WITH GM COUNTER	245
Jan Horký	
CONTROL UNIT FOR CUBESAT	248
Ondřej Walletzký	
REMOTE MEMORY ACCESS PROTOCOL CONTROLLER FOR SPACEWIRE NETWORK	251
Lenka Pagáčová	
PACEMAKERS AND THEIR SOURCES OF ENERGY	254
Luděk Horák	
ELECTRICAL PROPERTIES ANALYSIS OF EPOXY RESINS WITH VARIOUS FILLERS	257
Lukáš Hrubý	
3D CONTROLLER	260
Jan Matěj	
DESIGN OF LATCHED COMPARATOR	263

Teoretická elektrotechnika, fyzika a matematika, Silnoproudá elektrotechnika a elektroenergetika

Ladislav Knebl	
PERMANENT MAGNET ASSISTED SYNCHRONOUS RELUCTANCE MOTOR	267
Vilém Kárský	
OPTIMAL PARAMETERS OF GENERALIZED LAGUERRE FUNCTIONS	270
Lucie Frechova	
ANALYSIS OF THE OPERATION OF THE LATTICE NETWORK BRNO - STRED	273
Martin Folprecht	
SWITCH MODE POWER SUPPLIES	276

Ondřej Vaněk	
OPTICAL SPEED SENSOR OF SURFACE.....	279
Petr Sery	
TECHNICAL MODIFICATION DESIGN OF THE ELECTRICAL POWER SYSTEMS FOR MODŘICE AND ITS SURROUNDINGS	282
Zpracování signálů, obrazu a dat	
Martin Kobath	
SWEDISH CROSSWORD SEGMENTATION FROM SMARTPHONE CAMERA IMAGES	286
Jindřich Pevný	
SMOOTHED QUADRATIC TIME-FREQUENCY DISTRIBUTIONS USING IMAGE SEGMENTATION TECHNIQUES	289
Andrej Mudroch	
TRAVEL TIME PREDICTION	293
Daniel Chalupa	
SUPERVISED SEGMENTATION FOR 3D SLICER	296
Luboš Jaroš	
DIGITAL IMAGE PREPROCESSING OF MITOTIC CHROMOSOMES	299
Aliaksei Halachkin	
VEHICLE CLASSIFICATION USING INDUCTIVE LOOPS SENSORS	302
Jakub Zimolka, Zuzana Piskořová, Alena Svátková, Petr Bednařík, Tomáš Horák, Pavel Hok	
HARDI dMRI IMAGING OF CERVICAL SPINAL CORD	305

Doktorské projekty

Biomedicínské inženýrství a bioinformatika

Zoltán Galáž

CORRELATION ANALYSIS OF FREEZING OF GAIT AND SPEECH DISORDERS IN PARKINSON'S DISEASE 309

Zoltán Galáž

SPEECH DISORDERS IN PARKINSON'S DISEASE PATIENTS WITH MILD FORM OF FREEZING OF GAIT 314

Jakub Kašpar

FINGERPRINT PREPROCESSING ALGORITHM WITH FOCUSE ON FUTURE LIVENESS DETECTION 319

Kristýna Kupková

SIGNAL BASED PROCESSING OF METAGENOMIC DATA FROM NANOPORE SEQUENCING 324

Ivana Liberdova

SIMULTANEOUS ECG, FINGER AND RETINAL PHOTOPLETHYSMOGRAPHY MEASUREMENT..... 329

Tomáš Vičar

CELL DETECTION METHODS FOR THE IMAGES FROM HOLOGRAPHIC MICROSCOPE..... 334

Pavína Koščová

MOLECULAR DOCKING STUDY OF POTENTIAL DRUG CANDIDATES AGAINST BORRELIOSIS 339

Elektronika a komunikace, Komunikační technologie a informační bezpečnost

Marek Novák

SMARTPHONE BASED VISIBLE LIGHT COMMUNICATION BEACON SYSTEM FOR INTERNET OF THINGS 345

Martin Kokolia

TEXTILE-INTEGRATED RF ENERGY HARVESTER..... 350

Jan Špůrek

CIRCULAR SLOT ANTENNA ARRAY PRINTED ON 3D TEXTILE SUBSTRATE 355

Petr Vašina

WEARABLE CIRCULARLY POLARIZED RECTANGULAR RING-SLOT ANTENNA WITH CHAMFERED CORNERS 360

Patrik Hubka

CONCEPT OF ELECTRONIC CONTROL OF POLARIZATION RECONFIGURABLE HMSIW U-SLOT ANTENNA 365

Lukas Langhammer, Ondrej Domansky

DESIGN METHOD BASED ON MODIFICATION OF THE TRANSFORMATION OF HORIZONTAL STRUCTURES IN CURRENT-MODE FREQUENCY FILTERS 370

Mikuláš Parma

MODULAR LED LUMINAIRE WITH VARIABLE SPECTRAL POWER DISTRIBUTION OF LUMINOUS FLUX 375

Daniel Kresta

PERFORMANCE OF DIGITAL AUDIO BROADCASTING IN MOBILE RECEPTION SCENARIOS..... 380

Milan Cucka, Pavol Salik

SIMULATION AND MEASUREMENT OF MACH-ZEHNDER INTERFEROMETER 385

Jan Kufa

QUALITY OF SERVICE IN DIGITAL VIDEO BROADCASTING IN CZECH REPUBLIC..... 390

Lukas Janik

RETRO-REFLECTIVE VLC FOR INTERNET OF THINGS 395

Bohumil Novotny

ORIGIN AND ELIMINATION OF INTERFERENCE RESULTING IN COEXISTENCE OF LTE, DVB-T AND SDARS 400

Jan Král	EVALUATION OF INFLUENCE OF ANTI-ALIASING AND RECONSTRUCTION FILTERS ON DIGITAL PREDISTORTION.....	405
Pavol Prítel	SECURE BOOTLOADER FOR ARM MICROCONTROLLERS	410
David Smékal, Petr Blažek	HIGH-SPEED ANOMALY DETECTION SYSTEM USING ENTROPY CALCULATION ON FPGA....	415

Kybernetika a automatizace

Jan Glos	THERMAL MODEL OF A ROOM IN MATLAB SIMULINK ANDSIMSCAPE	421
Lucie Obšilová	IDENTIFICATION METHODS OF MATLAB SYSTEM IDENTIFICATION TOOLBOX USING FOR MODELLING HUMAN BEHAVIOR.....	426
Ondřej Bošтік	COAXIAL MULTIPLEXER FOR AUTOMATIC MEASUREMENT OF AC CURRENT	431
Jan Kunz	COMPARISON OF METHODS FOR MEASURING SHOCK DURATION	436
Michal Skalský	DOUBLE-BEAM MACH-ZEHNDER INTERFEROMETER FOR THIN PIEZOELECTRIC FILMS MEASUREMENT.....	441
Lukáš Otava	COMPUTATIONAL PERFORMANCE OF ARM CORTEX M4 AND M7 MICROCONTROLLER ON MOTOR CONTROL APPLICATION	446
Daniel Davídek	TERRESTRIAL MOBILE ROBOT UNDER CARRIAGE DISAMBIGUATION WITH STRESS ON MECANUM WHEELS	451
Jan Klečka	EFFECTS OF APRIORY GIVEN HOMOGENEOUS COORDINATES NULLSPACE CONSTRAINTS ON SLAM CONVERGENCE	456
Martin Čala	VIBRATION ANALYSIS OF A PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MOTOR WITH A GEARBOX.....	461
Michal Vašina	UNTRADITIONAL ACTUATORS SMA TYPE -MODELING OF HYSTERESIS	466
Matúš Kozovský	FREE RTOS IMPLEMENTATION FOR HIL SIMULATION USING AURIX MULTICORE.....	471
Jakub Arm	AUTOMATIC DC MOTOR STOP DETECTION	475

Mikroelektronika a technologie

Dávid Strachala, Josef Hylský, Michal Kadlec	PEROVSKITE PHOTOVOLTAIC CELL WITH 7.2% CONVERSION EFFICIENCY	481
David Veverka	APPLICATION OF MINI DISPLAY FOR DATA PROJECTION IN USER ELECTRONICS	486
Michal Jahn	GEL POLYMER ELECTROLYTES BASED ON MMA WITH IONIC LIQUIDS	491
Michal Bílek, Pavla Hlavatá	INFLUENCE BOUNDARY LAYER IN THE DIFFERENTIALLY PUMPED CHAMBER	496
Robert Bayer	THE IMAGING OF A SHOCK WAVE WITHIN A SUPERSONIC LOW-PRESSURE GAS FLOW USING OPTICAL METHODS.....	501
Kamil Jaško	MODIFICATION OF THE PRODUCTION OF POSITIVE ELECTRODES FOR LITHIUM-SULFUR BATTERIES	506

Zdeňka Kuchtová	WIRELESS COMMUNICATION PLATFORM IQRF AND INTERNET OF THINGS	511
Barbora Mojrová	POTENTIAL INDUCED DEGRADATION EFFECT ON N-TYPE SOLAR CELLS WITH BORON EMITTER.....	517
Tomas Gottwald, Jiří Vondrák	CONDUCTIVITY OF LITHIUM PERCHLORATE SALT DISSOLVED IN DIFFERENT TYPES OF SOLVENT.....	522
Radek Hajek	NON-VOLATILE MEMORY MANAGER UNIT FOR SPACEAPPLICATIONS.....	527
Lukáš Novák	IMAGING OF SURFACE MICROSTRUCTURES OF MATERIALS	532
Václav Novotný, Radek Vala	THE ANALYSIS OF CERAMIC RESISTOR ARRAYS IN SMT	537
Josef Skácel	THE TECHNOLOGY OF CERAMIC PACKAGES	542
Martin Vala	INVESTIGATION OF INFLUENCE NITROGEN ATMOSPHERE ON THE SPREADABILITY AND RELIABILITY OF SOLDER JOINTS	547
Jakub Somer	PRESSURE SENSING USING LTCC TECHNOLOGY	552
Laila Znbill	LOW ENERGY THERMOELECTRIC GENERATORS.....	557

Silnoproudá elektrotechnika a elektroenergetika

Michal Šír	PRESENT STATE OF GAN TECHNOLOGY IN POWER ELECTRONICS	563
Veronika Novotná	EXPERIMENTAL USE OF NOVEL PULSE GENERATOR FOR IRREVERSIBLE ELECTROPORATION.....	568
Ondrej Rubes	INCREASING THE EFFICIENCY OF SMALL HYDRO POWER PLANT FOR CHANGING WATER FLOW.....	573
Martin Motyčka	THE UNCERTAINTY OF MEASUREMENT IN LIGHTLABORATORY	578
Jiří Ctíbor	INNOVATION OF THE CONTROL SYSTEM OF FUSED DEPOSIT MODELING LOW-COST 3D PRINTER	583
David Šimek	EXPERIMENTAL MEASUREMENT OF RADIAL TEMPERATURE DISTRIBUTION OF DC ARC....	588
Ielyzaveta Chernyavska	ANALYSIS OF BROKEN ROTOR BARS FAULT IN INVERTER FED INDUCTION MOTOR BY MEANS OF MOTOR CURRENT SIGNATURE ANALYSIS AND STRAY FLUX OF MOTOR.....	593

Teoretická elektrotechnika, fyzika a matematika, Zpracování signálů, obrazu a dat

Kristýna Mencáková	REPRESENTATION OF SOLUTIONS OF A HIGHER-ORDERLINEAR DISCRETE EQUATION	599
Jan Šafařík	WEAKLY DELAYED SYSTEMS IN \mathbb{R}^3	604
Petr Frenštátský	MODELING OF NON-LINEAR REVERB EFFECT USINGBLACK-BOX APPROACH.....	609
Pavel Kaspar	SPECTROMETRIC EVALUATION OF CARBON QUANTUM DOT SIZE DISTRIBUTION	614

Ján Mucha	IDENTIFICATION OF PARKINSON'S DISEASE USING ACOUSTIC ANALYSIS OF POEM RECITATION	619
Josef Pokorný	THE WIDTH AND SHIFT OF SPECTRAL LINES	624
Hanna Demchenko	OPTIMALITY CONDITIONS FOR SCALAR LINEAR DIFFERENTIAL SYSTEM.....	629
Nawfal Al-Zubaidi R-Smith	ACCELERATED HYPERBOLIC NILT METHOD USED FOR FREQUENCY-DEPENDENT TRANSMISSION LINE SIMULATION.....	634
Milan Spohner	DIELECTRIC PROPERTIES OF NATURAL OILS FROM DIFFERENT OILSEEDS	640
Kuparowitz Martin, Kuparowitz Tomáš	TANTALUM CAPACITOR AS A MIS STRUCTURE: TRANSPORT CHARACTERISTICS TEMPERATURE DEPENDENCIES	645
Michal Jurčík	PREPARATION OF COLD FIELD EMISSION CATHODES WITH ULTRA SHARP TIPS	650
Lucie Maršánová, Andrea Němcová, Radovan Smíšek	DETECTION OF P WAVE DURING SECOND-DEGREE ATRIOVENTRICULAR BLOCK IN ECG SIGNALS	655
David Staněk	POWERS OF CERTAIN AUTOMATON AND CREATED APPROXIMATION SPACE.....	660
Adam Gajdos	SILICON SOLAR CELL PARAMETERS CHANGE AFTER FOCUSED ION BEAM MILLING.....	665
Michal Hracho	AUTOMATED DETECTION OF RETINAL VENOUS PULSATIONS FROM VIDEO SEQUENCES....	670
Bedřich Smetana	NEURAL NETWORK FOR TESTING.....	675
Nikola Papež	CHARACTERISTICS OF GALLIUM ARSENIDE SOLAR CELLS AT HIGH TEMPERATURE	680
Tomáš Kuparowitz, Martin Kuparowitz	LEAD-ACID BATTERY EVALUATION BASED ON OPEN CIRCUIT VOLTAGE FLUCTUATION MEASUREMENT.....	685
Lubomír Škvarenina	ELECTROLUMINESCENCE AND THERMAL IMAGING OF DEFECTS IN THIN-FILM CHALCOPYRITE SOLAR CELLS	690

Dear Reader

You have just opened the Proceedings of the 23nd edition of the **STUDENT EEICT 2017** competition. The abbreviation in the name of this event stands for **E**lectrical **E**ngineering, **I**nformation and **C**ommunication **T**echnologies, characterizing the focus of the organizing faculty, namely, the Faculty of Electrical Engineering and Communication of Brno University of Technology.

The conference was organized within specific research at the Faculty of Electrical Engineering and Communication under the support of the Ministry of Education, Youth and Sports of the Czech Republic. The contest aims to motivate students towards solving industrial and grant projects, a task more difficult than, for example, defending a thesis. Such projects, importantly, require good creative abilities on the part of the researcher, with perfect processing of the project being a major necessity.

These Proceedings comprise texts describing the students' competitive projects. The articles were reviewed by specialists affiliated with the organizing institution and corrected or rearranged by the authors in order to implement the suggestions of the reviewers; at present, the texts are ready to be defended before boards of examiners including industry-based specialists and academicians.

This year is, from the organizers point of view, successful, with approximately 175 papers reviewed within the first stage. The JobFair event currently forms a substantial part of the conference; focused on our industrial partners, it attracted the total of 28 participants. Significantly, the conference has also obtained many significant media partners.

As already indicated, industrial associates play a crucial role in the competition; the organizers are highly interested to meet the companies' demands in terms of both the education of their potential employees (presently students of the faculties) and the research. Thus, the promoters appreciate the readiness of the companies to nominate examiners, to participate in the related publishing activities, and to financially support the competition.

I hope that the 23nd edition of the **STUDENT EEICT 2017** contest will bring success to all the participants. Besides being offered the chance to win various prizes, the students can also benefit from specialists' opinions on their potential and development and may establish contacts with the companies. Conversely, the companies can recognize excellent students and propose further cooperation or even a job. The teachers, then, can compare the results achieved by their students with those presented by other students.

I would like to thank all the participants who contributed to the competition, and I believe that they have gathered valuable experience, inspiration, and motivation for their further research, having pleasant memories of the open atmosphere of the event.

Prof. Jarmila Dědková

Dean of the Faculty of Electrical Engineering and Communication

Středoškolské projekty

SMART OFFICE ENVIRONMENT MONITOR

Martin Radvanský

Secondary Technical School (4), Brno, Purkyňova 97

E-mail: radvansky.martin@sspbrno.cz

Supervised by: Jaroslav Nesvadba

E-mail: jaroslav.nesvadba@sspbrno.cz

Abstract: Effective work in office is depended on several factors. One of the important is friendly and healthy environment. There are several factors which can affect workers, namely intensity of light in the room, temperature, humidity and one most important is concentration of CO₂ in the air. This work is focused on design smart device for monitoring office environment and help to control air condition and visually give workers information of quality of environment inside the office.

Keywords: Office monitoring, Arduino, CO₂, ESP8266, Environment

1 ÚVOD

Práce v kanceláři nebo jiných, často malých uzavřených prostorech je pro velkou část populace České republiky v produktivním věku každodenní rutinou. Produktivitu zaměstnance na pracovišti ovlivňuje celá řada faktorů, počínaje barvami v kanceláři, teplotou, osvětlením, plochou na jednoho pracovníka a mnoha dalšími. V naší zemi tyto faktory řeší oborové normy a předpisy (zabývající se požadavky na pracovní prostředí), které by měly být zaměstnavateli dodržovány.

V této práci je navrženo zařízení, které je určeno k monitorování pracovního prostředí v kanceláři a pomocí přehledného zobrazení informuje o nutnosti zásahu (vyvětráním, rozsvícením, atd.). Navržené zařízení monitoruje čtyři základní veličiny. Jedná se teplotu v místnosti, relativní vlhkost vzduchu, intenzitu osvětlení a množství oxidu uhličitého ve vzduchu.

Parametry prostředí mají zásadní význam na pracovní výkon zaměstnanců a lze je relativně snadno ovlivnit. V literatuře [1] je uváděno, že při teplotě 27 °C, klesá výkonnost pracovníků v průměru o 15 %, při vyšší než 30 °C je pak výkon zaměstnanců snížen až o 50 %. Teplota je příkladem veličiny, kterou řeší sami zaměstnanci automaticky, v případě špatného osvětlení nebo vydýchaného vzduchu se toto ovšem neděje a to i přes nezanedbatelný dopad na zdraví (únava, pálení očí, podrážděnost, atd.). Tyto vlivy prostředí jsou velmi subjektivní a není jednoduché si uvědomit, že je třeba je v daném okamžiku řešit.

2 MONITOR VNITŘNÍHO PROSTŘEDÍ KANCELÁŘE

Pro potřeby monitorování pracovního prostředí v kanceláři je navrženo zařízení, které je schopné orientačně měřit teplotu, vlhkost, intenzitu osvětlení a množství CO₂ ve vzduchu a na zvýšené nebo kritické hodnoty sledovaných veličin upozornit pomocí vizuálního informačního prvku (viz. obrázek 1). Zařízení umožňuje zasílat prostřednictvím WiFi připojení měřené hodnoty monitorovaných veličin na webový server (thingspeak.com), kde jsou dále archivovány k pozdější analýze.

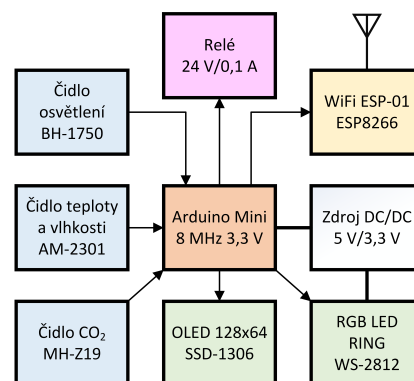
2.1 KONSTRUKCE ZAŘÍZENÍ

Konstrukce zařízení je založena na využití desky Arduino Mini [2] jako centrálního prvku, do kterého jsou dále napojeny jednotlivé měřicí moduly, modul ESP-01 pro komunikaci pomocí WiFi sítě [3] a

zobrazovací prvky. Monitor prostředí také obsahuje relé s jedním spínacím kontaktem pro uživatelské využití (např. aktivace rekuperační jednotky). Blokové schéma zařízení je na obrázku 2.



Obrázek 1: Monitor prostředí



Obrázek 2: Blokové schéma zařízení

Řídící jednotka je tvořena deskou Arduino Mini taktovanou na 8 MHz a používající napětí 3,3 V. Tato varianta byla použita proto, že všechny moduly pracují s napětím 3,3 V a není tedy třeba použít měniče napětí různých úrovní. Použitá čidla jsou tvořena běžně dostupnými a používanými moduly. Komunikace Arduina a periférií je provedena několika způsoby, podle toho, jaké komunikační připojení moduly podporují. Pomocí sériového rozhraní UART je připojen modul čidla CO₂ a WiFi modul s čipem ESP8266, jednovodičovým datovým připojením je komunikováno s modulem čidla vlhkosti, teploty a LED zobrazovače. Sběrnice I²C je využita pro přenos dat mezi Arduinem a OLED displejem.

Přesnost jednotlivých čidel nebyla ověřena srovnáním s kalibrovanými měřidly a proto lze hodnoty brát pouze jako orientační. Pro měření teploty a vlhkosti je použito čidlo AM2301 s udávanou přesností $\pm 3\%$ RH, a $\pm 0,5\text{ }^\circ\text{C}$. Intenzita osvětlení je měřena obvodem BH 1750 s udávanou chybou maximálně $\pm 20\%$. CO₂ je měřeno pomocí infračerveného čidla MH-Z19 s přesností $\pm(50\text{ ppm} + 5\%$ hodnoty).

Zařízení je napájeno běžným 5 V napájecím adapterem s konektorem USB mini se špičkovým proudovým odběrem do 350 mA. Naměřené hodnoty se zobrazují na malém OLED displeji a celkový stav prostředí zobrazuje kruhový ukazatel. Při návrhu zařízení byl kladen důraz na co nejpřehlednější zobrazení stavu prostředí a bylo tedy použito velkého LED informačního prvku bez ohledu na jeho spotřebu.

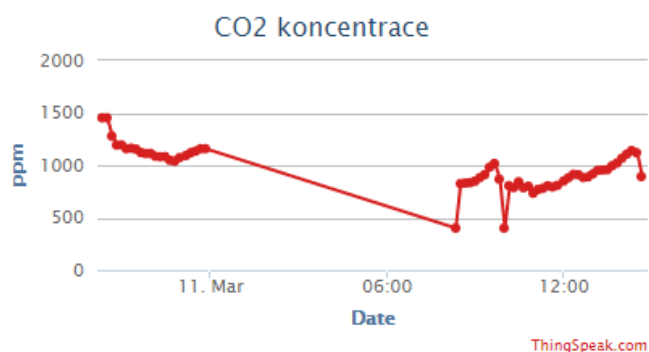
2.2 NASTAVENÍ ZAŘÍZENÍ

Aby zařízení sloužilo svému účelu je třeba nastavit hraniční hodnoty měřených veličin tak, aby bylo možné orientačně zobrazit aktuální stav prostředí. V tabulce 1 jsou uvedeny některé doporučené parametry pracovního prostředí [4].

Na základě uvedeného doporučení, jsou v měřené veličiny zobrazovány na centrálním kruhovém LED zobrazovači pomocí semaforového barevného schématu. Každé veličině je přiřazena čtvrtina kruhové výseče zobrazovače a jsou zde zobrazovány barvy zelená, oranžová a červená. Význam barev odpovídá jejich přirozenému chápání, kdy zelená označuje měřenou hodnotu veličiny ve správném rozpětí. Červená barva indikuje potřebu uživatelské reakce na aktuální situaci (např. otevřením okna) a současně je aktivován spínací kontakt relé.

Prostor	Veličina	Hodnota	Jednotka
Skladiště, byty, restaurace Učebny, pokladny, drobná montáž	Osvětlení	120	lux
		250	lux
Vzduch	Teplota	22,5–27	°C
	Relativní vlhkost	30–70	%
	Obsah CO ₂ ve vzduchu	do 1000	ppm

Tabulka 1: Doporučené parametry pracovního prostředí



Obrázek 3: Zobrazení koncentrace CO₂ v místnosti (server thingspeak.com)

3 ZÁVĚR

Zařízení bylo sestaveno a umístěno v malé pracovně. Naměřené hodnoty jsou přenášeny na server thingspeak.com a data lze následně využít pro případné další analýzy. Obrázek 3 ukazuje průběh změn koncentrace CO₂ v místnosti. Zařízení musí být umístěno viditelně na zdi tak, aby bylo nepřehlédnutelné a současně se zamezilo ovlivnění měřené intenzity osvětlení slunečními paprsky. Použití kruhového zobrazovacího modulu se ukázalo přínosné, jelikož lze letmým pohledem zjistit aktuální stav prostředí. První zaznamenané pozitivní výsledky při použití tohoto monitoru jsou, že došlo ke zvýšení četnosti větrání v pracovně.

Do budoucna je plánováno zařízení rozšířit o webové rozhraní pro nastavování hranic barevných informačních zón a připojení do sítě WiFi, které je v současné verzi pevně nastaveno ve firmwaru zařízení.

REFERENCE

- [1] Kvalita ovzduší. bydlení.idnes.cz. [online]. 11.3.2017 [cit. 2017-03-11]. Dostupné z: http://bydleni.idnes.cz/kvalita-ovzdusi-a-pracovni-vykon-dqn-stavba.aspx?c=A120724_144813_stavba_rez
- [2] Board Mini. Arduino. [online]. 11.3.2017 [cit. 2017-03-11]. Dostupné z: <https://www.arduino.cc/en/Main/ArduinoBoardMini>
- [3] ESP8266 Support. Community wiki. [online]. 11.3.2017 [cit. 2017-03-11]. Dostupné z: <http://www.esp8266.com/wiki/doku.php>
- [4] Chyský, J., Hemzal, K.: Větrání a klimatizace. 3., zcela přeprac. vyd. Brno: BOLIT-B Press, 1993. ISBN 80-901574-0-8.

ELECTRIC FURNACE

Albert Mičoch

Střední průmyslová škola Brno, Purkyňova, příspěvková organizace

E-mail: Albertmlco@seznam.cz

Supervised by: Martin Radvanský

E-mail: radvansky@radvansky.net

Abstract: This work is about practical use of electric and electronics equipment for a home metalworking workroom. The main result is an electric furnace regulated by Arduino. It is suitable for warming metals as subsequent hardening, tempering and other processing. For metals with a low melting point, it could be used as a melting furnace. The furnace is powered from a home power line.

Keywords: Furnace; regulation; microcontroller; thermal probe; heater.

1 ÚVOD

Na trhu jsou běžně dostupné regulovatelné elektrické pece v cenovém rozmezí zhruba od 12 000 Kč, kde se jedná o bazarový prodej, u nových výrobků jde minimálně o 20 000 Kč. Můj projekt si dal za cíl sestavit regulovatelnou pec pro dílenské použití za přijatelnou cenu. Nároky byly kladeny zejména na udržení požadované teploty, snadné ovládání a energetickou nenáročnost.

2 TEORETICKÝ ÚVOD

Metalurgie je věda a výrobní odvětví zabývající se získáváním a zpracováním kovů a jejich slitin. Má práce se zabývá výhradně procesem zahřátí materiálu na požadovanou teplotu, což je nejdůležitějším procesem v metalurgii. Cílem mé práce bylo vytvořit regulovatelnou pec, která by byla schopna udržovat požadovanou teplotu od zhruba 100 °C až do teploty 1200 °C. Pro mou aplikaci jsem zvolil metodu s odporovým topným tělesem. Její výhodou oproti jiným metodám elektrického ohřevu je mizivá parazitní indukčnost, snadná regulovatelnost a možné měření teploty pomocí běžných měřících přístrojů.

2.1 MATERIÁLY A KONSTRUKCE

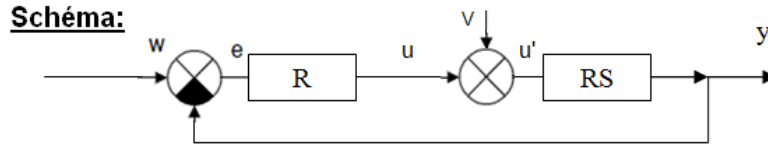
Teplota je měřena napěťovou sondou typu K (Ni-NiCr), ta je vhodná pro teploty od -40 °C do 1000 °C, krátkodobě i do 1200 °C. Při teplotách nad 1000 °C se již projevují negativní vlastnosti, tj. nižší přesnost měření a zkrácení životnosti sondy. Sonda je však relativně levná a komerčně dostupná. Pro přepočítání na stupně celsia je použit převodník MAX6675 K, jedná se o dvanáctibitový převodník s přesností na 0,25 °C, rozsah 0 až 1024 °C. Nelze tedy plně využít potenciál čidla. [1]

Topné těleso je tvořeno odporovým drátem z Kanthalu A-1, což je slitina železa, chromu a hliníku. Pracovní teplota se pohybuje okolo 1400 °C, materiál je také velmi odolný vůči korozi a jeho odpor je teplotně stabilní. [2]

Izolace musí odolávat pracovní teplotě topného tělesa, a zároveň perfektně izolovat. Nízká spotřeba je jednou z priorit projektu. Ideálním jsou izolační jílové hlíny. Mezi ně se řadí šamot. Šamot je vhodným materiálem pro vyzdívkou pecí v průmyslu hutnickém, keramickém a sklářském, dále se používá k výrobě tavicích kelímků, pánví a podobně. [3] V mém případě byl použit ve formě odlehčených izolačních cihel.

2.2 REGULACE A ŘÍZENÍ

K regulaci je využit číslicový regulátor, ten je realizovaný procesorem ATmega328P. [4] Jeho úkolem je spínat polovodičový výkonový prvek SSR na vypočtenou dobu z pevně daného časového intervalu. Jedná se tedy o PWM modulaci.

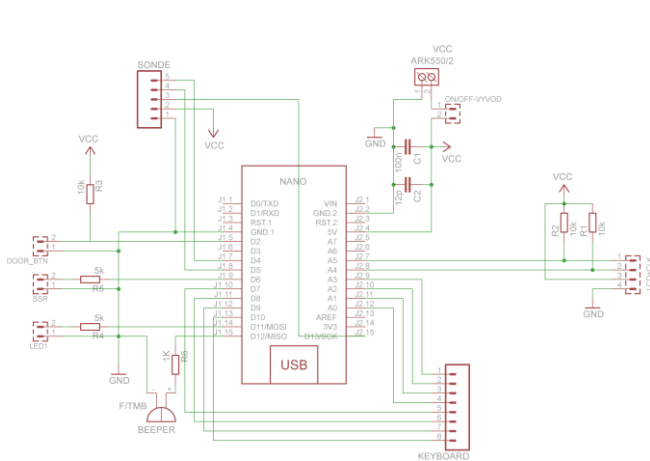


Obrázek 1: Schéma jednoduchého regulačního obvodu, vlastní archiv

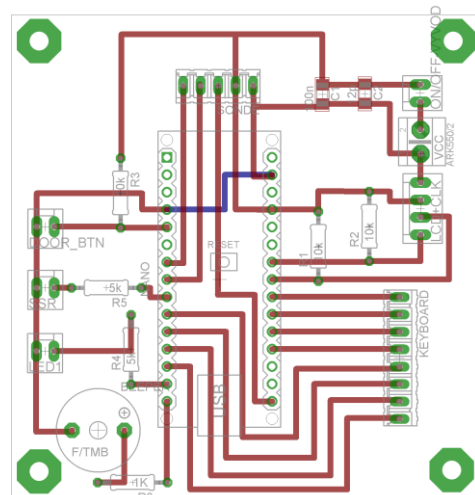
Vstupem w je zadaná požadovaná teplota, v představuje poruchy v podobě úniků tepla, regulovaná soustava RS je statická soustava druhého řádu, dopravní zpoždění zanedbáme. Výstupem regulátoru je čas sepnutí silového obvodu. Samotný regulátor je proporcionální s minimalizovanou trvalou regulační odchylkou.

3 SESTAVENÍ

Zaměřím se především na elektrickou a programovou část. Procesor na platformě Arduino je s ostatními obvody propojen pomocí ručně vyrobeného plošného spoje. Schéma je jednoduché, jde čistě o propojení jednotlivých komponent.



Obrázek 2: Schéma plošného spoje, vlastní archiv



Obrázek 3: Konstrukční návrh, vlastní archiv

Programování proběhlo v prostředí Arduino IDE. Program sestává ze dvou hlavních smyček: nastavení a pečení. Ve smyčce nastavení lze pomocí klávesnice zadat hodnotu požadované teploty a čas pečení. Menu je jednoduché a přehledné, po potvrzení nastavení jsou na display vypsány nastavené hodnoty. Ve smyčce Pečení dochází ke spuštění topného tělesa, to vyhřeje pec na požadovanou hodnotu. Poté dá pec pípáním a blikáním LED znamení o dosažení požadované teploty. Dále udržuje teplotu a čeká na potvrzení uživatelem. Po potvrzení spustí odpočet času. Ukončení vytápění po doběhnutí času opět zvukově i světelně signalizuje. Teplotu čidlo vypisuje neustále, jde tedy sledovat i proces chladnutí.

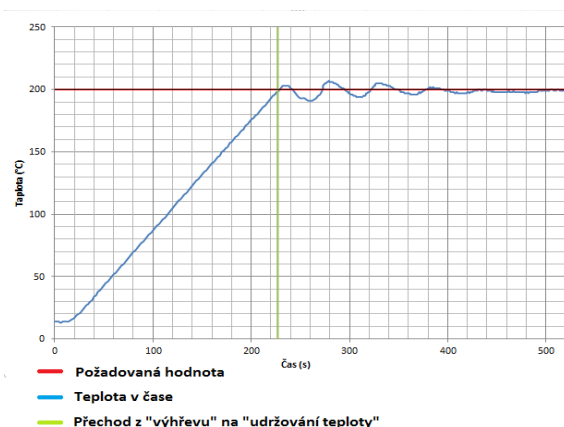
4 MĚŘENÍ

4.1 MĚŘENÍ VÝKONU

Vypočtený výkon byl, po sestavení topného tělesa, stanoven na 1706 W. Při měření skutečného výkonu odebíraného ze sítě byla ovšem naměřena hodnota výrazně nižší, 1520 W. Výrazným faktorem zde je přechodový odpor spojů a svorek. Měření proběhlo zásuvkovým měřicím přístrojem, je tedy nutné počítat i s odchylkou v řádu procent.

4.2 DATA Z USB

Pomocí USB rozhraní bylo možné zaznamenat a dále zpracovat teplotní závislosti. Zde uvádím naměřené hodnoty pro ohřev na 200 °C, tato hodnota je v grafu zvýrazněna červenou přímkou, zelená příмка zobrazuje čas dosažení požadované teploty, tedy i předěl mezi vyhříváním a regulací.



Obrázek 4: Ohřev na 200 °C, vlastní archiv



Obrázek 5: Ohřev na 750 °C, vlastní archiv

5 ZÁVĚR

Projekt je plně funkční a splnil očekávání. I přes to je zde možnost dalších zlepšení. Především zvýšením výkonu by došlo ke zkrácení času ohřevu, dále například vyladění regulátoru, který by rychleji odstranil výkyvy teploty.

Co se týká cenové dostupnosti, která byla za funkčnosti druhým nejdůležitějším kritériem, lze říct, že projekt dopadl výborně. Cena nepřesáhla 4000 Kč, z toho zhruba 1500 Kč za elektroniku a 2000 Kč za konstrukční materiály, především izolační cihly.

REFERENCE

- [1] [www.mmspektrum.com](http://m.mmspektrum.com), *Měření teplot tavenin kovů* [online], © 2017, [citováno 26. 01. 2017] <http://m.mmspektrum.com/clanek/mereni-teplot-tavenin-kovu>
- [2] *Kanthal A-1 (Resistance heating wire and resistance wire)* [online], Copyright © Sandvik AB, Datasheet updated 2016-10-06 11:32:30, [citováno 27. 01. 2017] <http://www.kanthal.com/en/products/material-datasheets/wire/resistance-heating-wire-and-resistance-wire/kanthal-a-1/>
- [3] lepolero.info, *šamot* [online], [citováno 27. 01. 2017], <https://lepolero.info/samot>
- [4] *ARDUINO PRODUCTS > Arduino Nano* [online], ©2017 Arduino, [citováno 27. 01. 2017], <https://www.arduino.cc/en/Main/ArduinoBoardNano>

ELECTRONIC BEEHIVE WEIGHTS

Josef Mička, Jakub Mareček a Jakub Man

Secondary school (4), Střední škola průmyslová, hotelová a zdravotnická, Uherské Hradiště, Kollárova 617

E-mail: jozkamic@seznam.cz, jakubmarecek715@gmail.com, jakubman1@gmail.com

Supervised by: Jana Horáková

E-mail: horakova@ssphz-uh.cz

Abstract: The goal of this project was to create electronic beehive weights which will help to control progression of hives and to create an interface that will be able to show measured data in charts and graphs.

Keywords: mikrokontroler, webové rozhraní, API, GSM, Raspberry Pi

1 ÚVOD

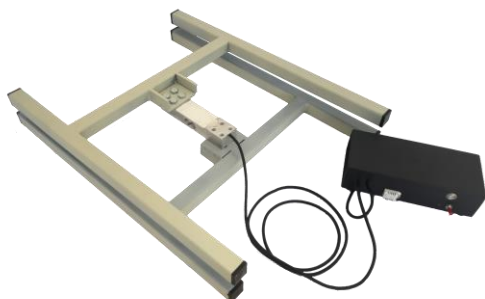
Hmotnost úlu může poskytovat včelaři cenné informace o stavu a vývoji včelstva. Za tímto účelem jsme se rozhodli vytvořit zařízení, které by umožňovalo vážit včelí úly denně, bez nutného zásahu včelaře, a přehledné uživatelské rozhraní zobrazující získaná data.

Při tvorbě vah bylo nutné brát v úvahu, že úly mohou dosahovat hmotnosti přes 100 kg. Stanoviště s úly se nachází mimo dosah elektrické sítě, a proto musí mít vlastní energetický zdroj.

2 MĚŘICÍ ZAŘÍZENÍ

Měřicí zařízení je řízeno osmibitovým mikrokontrolerem PIC18F46J50^[2], který obsahuje obvod reálného času s kalendářem a vykazuje velmi nízkou energetickou spotřebu. Program pro mikrokontroler je napsán v jazyku C^[1] pomocí programovacího prostředí MPLAB X.

Pro měření hmotnosti byly zvoleny tenzometrické snímače s výstupní citlivostí 2 mV/V a maximálním zatížením 200 kg. Tenzometry jsou zabudovány v kovové konstrukci, zobrazené na obrázku 1. Tato konstrukce se umístí pod měřený úl. Signál z tenzometrů je zesílen pomocí zapojení s operačními zesilovači na obrázku 3. Zesílený signál je zpracován pomocí 10-bitového AD převodníku implementovaného přímo v mikrokontroleru.

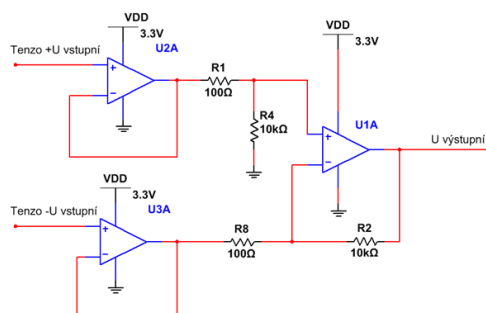


Obrázek 1: Obrázek 1 - Mechanická konstrukce



Obrázek 2: Deska plošného spoje měřicího zařízení

Mikrokontroler je napájen 3,3 V, které zajišťuje LDO stabilizátor. Když je zařízení nečinné, mikrokontroler se nachází v Deep sleep módu a současně jsou všechny další obvody odpojeny od napájení. Zařízení je téměř po celou dobu v nečinném stavu, jeho proudový odběr činí 3,2 μ A. Pro napájení jsou použity dvě lithiové baterie EEMB spojené sériově o hodnotě svorkového napětí 3 V a kapacitě 11 000 mAh. Napájecí napětí je tedy 6 V.



Obrázek 3: Zapojení operačních zesilovačů

3 PŘENOS DAT

K přenosu dat je použit GSM modul SIM800^[3]. Modul je ovládán pomocí AT příkazů^[4]. Data mezi měřicím zařízením a serverem se přenáší pomocí SMS zpráv s definovaným obsahem. Komunikace začíná prozvoněním serveru a následným položením tohoto hovoru ze strany serveru. Tímto se obě strany ujistí, že jsou aktivní. Následně jsou na server odeslány změřená data. Pokud uživatel vyžaduje změnu času měření, ihned po prozvonění se z Raspberry Pi odešle konfigurační zpráva s požadovanou dobou měření a měřicí zařízení provede nastavení.

4 SERVER

Jako vzdálené serverové úložiště je použit minipočítač Raspberry Pi verze 1. GSM modul je k Raspberry Pi připojen přes sériový port UART. Přijatá data jsou ukládána do databáze MySQL. Jako operační systém je použita upravená linuxová distribuce Debian přímo pro Raspberry Pi pod názvem Raspbian Jessie Lite (Lite verze z důvodu využití Raspberry Pi pouze jako server). Obslužný program pro příjem naměřených dat je napsán v jazyce C++.

Na Raspberry Pi jsou instalovány následující balíčky: apache2, php5, libapache2-mod-php5, mysql-server, mysql-client, php5-mysql, phpmyadmin, proftpd, hostapd, isc-dhcp-server.

Na Raspberry Pi je také vytvořen WiFi hotspot, který umožňuje lepší uživatelský přístup k zobrazení uložených dat. WiFi síť je přemostěna pomocí NATu z Ethernetu, je tedy možné se přes WiFi připojit na internet.

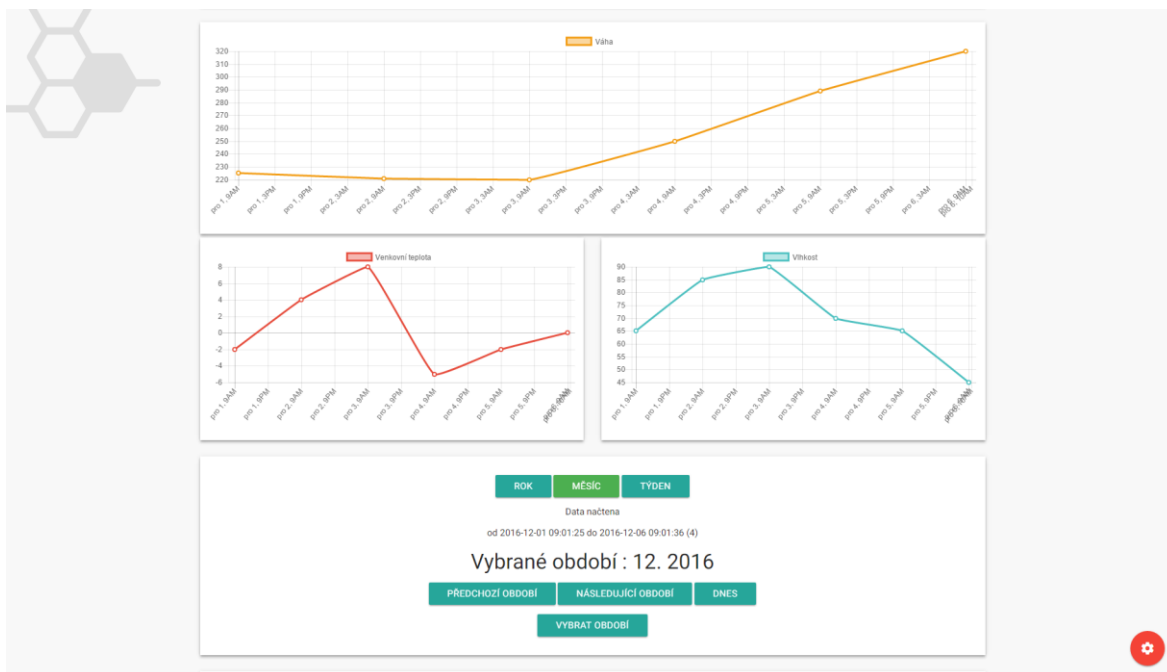
5 UŽIVATELSKÉ ROZHŘANÍ

Uživatelské rozhraní je vytvořeno s využitím standartu Material Design^{[5][6]}, který kombinuje běžné principy pro inovovaný a technologicky vyspělý návrh. Návrh je plně responzivní.

Systém je zabezpečen proti zneužití a útokům zvenčí např. SQL injection.

Rozhraní umožňuje zobrazovat data v tabulkách a grafech.

Systém umožňuje odesílat hlášení o stavu baterie na uživatelem definovanou e-mailovou adresu. Dále je možné nastavit periodu provádění měření a odesílání dat. Perioda měření může být jeden den, nebo jeden týden. Dále poskytuje možnost nastavit, ze kterého telefonního čísla se budou data přijímat.



Obrázek 4: Uživatelské rozhraní zobrazující graf vývoje měřených veličin

6 ZÁVĚR

Zařízení umožňuje provádět denní měření hmotnosti včelích úlů na vzdáleném stanovišti, bez nutného každodenního přístupu. Přesnost měření je ± 156 g. Spotřebovaná energie za den činí přibližně 2,14 mAh. Tomu při použitých bateriových článcích odpovídá více než 10 let provozu.

Minipočítač Raspberry Pi umožňuje zcela samostatné ukládání dat do databáze bez zásahu uživatele a pozdější zobrazení uložených dat v uživatelském rozhraní, které též běží na Raspberry Pi.

Raspberry Pi je možné zapojit do domácí sítě LAN, a připojení pomocí WiFi hotspotu.

REFERENCE

- [1] HEROUT, Pavel. Učebnice jazyka C. 4., přeprac. vyd. České Budějovice: Kopp, 2004. ISBN 80-7232-220-6.t
- [2] PIC18F46J50 Family Data Sheet. Microchip [online]. U.S.A.: Microchip Technology Incorporated, 2009 [cit. 2017-03-13]. Dostupné z: <http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/39931b.pdf>
- [3] SIM800H_Hardware_Design_V1.00. Www.sim.com/wm [online]. Shanghai, P. R. China 200335: Shanghai SIMCom Wireless Solutions Co., 2013 [cit. 2017-03-13]. Dostupné z: <http://simcomm2m.com/En/module/detail.aspx?id=138>
- [4] SIM800 Series_AT Command Manual_V1.09. SIMCom [online]. Shanghai, P. R. China 200335: Shanghai SIMCom Wireless Solutions, 2015 [cit. 2017-03-13]. Dostupné z: <http://simcomm2m.com/En/module/detail.aspx?id=138>
- [5] Dokumentace Chart.js [online]. Toronto: Evert Timberg, 2014 [cit. 2017-03-13]. Dostupné z: <http://www.chartjs.org/>
- [6] Dokumentace MaterializeCSS [online]. Carnegie Mellon University (Pittsburgh Pensilvania): Wang, 2014 [cit. 2017-03-13]. Dostupné z: <http://materializecss.com>

SINGING ARC

Lucie Kovaříková

CSZŠ Grohova, Grohova 14/16, Brno

E-mail: lucie.l.kovarikova@seznam.cz

Supervised by: Mgr. Hana Bušová

E-mail: busova@grohova.cz

Abstract: This work discusses about the determination and the constuction of plasma speaker. The aim is to describe the function and the manufacture process. Plasma speaker operates on the principle of the electric discharge between two electrodes of voltage transformer. Changing the current through the arc influences the temperature around the arc. Because of the changing temperature, the pressure around the arc changes too. This phenomenon creates sound waves.

Keywords: TL 594, arc, high voltage, sound

1 ÚVOD

Zpívající výboj byl v minulosti omylem objeven Johnem Lecontem. V dnešní době jsou tyto reproduktory finančně velmi nedostupné, je však možné vyrobit se je doma. Funguje na principu elektrického výboje mezi dvěma elektrodami z transformátoru napětí. Modulací výkonu výboje dosáhneme změny teploty a vzduchu kolem výboje. Změnou teploty vznikají změny tlaku, které tvoří vlny, jež vnímáme jako zvuk. [1]

2 POPIS FUNKCE

Plazmové reproduktory nemají membránu. Využívá se u nich změn tlaku vzduchu vyvolaných koronou nebo obloukovým výbojem. Základem plazmového reproduktoru je zahřívání a ochlazování vzduchu kolem výboje. Na pomezí teplého plynu a studené oblasti kolem výboje vznikají rázy. Mění se tlak vyvolává tlakové vlny do okolí, které vnímáme jako zvuk. Čím vyšší výkon pustíme do obvodu, tím více se zahřeje plyn v okolí výboje. Tento jev je popisován jako Boyleův – Mariottův zákon. Násobek tlaku a objemu se rovná násobku látkového množství plynu, molární plynové konstantě a absolutní teplotě plynu. [2]

$$PV = nRT \quad (1)$$

Problém s přehráváním nízkých frekvencí je způsoben nestálým počtem molekul. Celé zvukové spektrum je tedy možno pokrýt pouze přidáním basového reproduktoru. Vylepšuje to však fakt, že plazmové reproduktory mohou produkovat zvuk až do 150 kHz, protože nemají žádnou membránu. Také je neomezuje žádná mechanická konstrukce, což nabízí mnohem lepší frekvenční spektrum než reproduktory normálního typu. [3]

3 NÁVRH A REALIZACE

Jako zdroj napájení pro plazmový reproduktor je použit zdroj pro notebooky. Integrovaný obvod TL 594 vytváří obdélníkový průběh o frekvenci 50 kHz. Modulovaný signál z obvodu TL 594 je přenášen do integrovaného budiče IR 2113. Tento obvod upravuje modulovaný signál na napětíovou úroveň pro řízení výkonových tranzistorů MOSFET. Signál spíná současně oba výkonové

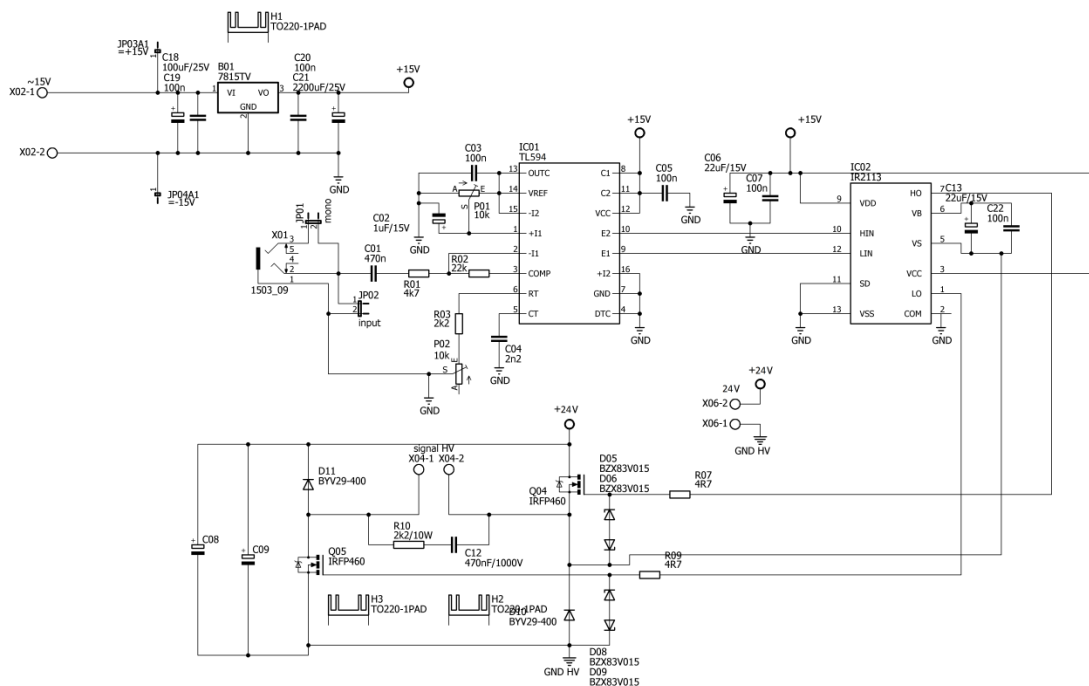
tranzistory MOSFET. Při sepnutí obou tranzistorů se vytváří proudové impulsy na primárním vinutí vysokonapěťového transformátoru. Transformátor tyto impulsy transformuje na vysoké napětí na sekundárním vinutí. Jako vysokonapěťový transformátor byl použit transformátor z barevné televize. Na jádro bylo navinuto 6 závitů, které slouží jako primární vinutí. Sekundární vinutí je integrováno v transformátoru. Na sekundárním vinutí je vytvořen elektroodový systém, na kterém hoří vysokonapěťový oblouk. Jako elektrody jsou použity wolframové tyčky pro TIG sváření. Jednotlivé části tvoří dohromady celý obvod plazmového reproduktoru.

3.1 BLOKOVÉ SCHÉMA



Obrázek 1: Blokové schéma obvodu

3.2 OBVOD



Obrázek 2: Schéma obvodu

4 VÝROBA PRODUKTU

V návrhovém programu EAGLE 7 byl vytvořen návrh tištěného spoje. Tištěný spoj byl navrhnut s ohledem na návrhová pravidla. Propojení mezi součástkami je provedeno pomocí šířky cesty 1 mm a pro výkonovou část je použita cesta o šířce 2,5 mm. Výchozím materiálem pro tištěný spoj byla zvolena cuprexitová deska s plátovanou měděnou fólií. Při oživování desky bylo postupně připojováno napětí na desku. Bylo kontrolováno, jestli jsou obvodové veličiny jednotlivých částí obvodu ve správných hodnotách. Díky tomu bylo zjištěno, že v návrhu obvodu byly dvě chyby. Při prvním zapojení obvod nefungoval. Problémem bylo, že v obvodu chybí jedna dioda. Dále bylo špatně nakresleno propojení mezi integrovaným obvodem TL 594 a budičem tranzistoru IR 2113. Po opravení těchto chyb obvod zdánlivě fungoval. Ovšem po delším provozu došlo explozi kon-

denzátoru. Při posuzování příčiny bylo zjištěno, že při osazování nebyla zapájena drátová propojka. Tato propojka zajišťovala bezpečné vybíjení kondenzátoru, proto došlo k jeho přetížení.

V programu AutoCAD byl vytvořen grafický návrh konstrukčního boxu. Tento návrh byl vyexportován do laserové řezačky a ze dřeva byly vyřezány jednotlivé díly pro box. Z jednotlivých částí byl sestaven konstrukční box a do něj zasazen sestavený obvod. Elektrody z wolframu byly uchyteny na elektrodový systém, který zajišťuje udržení správné vzdálenosti elektrod.



Obrázek 3: Sestavený konstrukční box



Obrázek 4: Hrající výboj ve funkci

5 ZÁVĚR

Konstrukce plazmového reproduktoru proběhla bez větších komplikací. Problémy související s chybným návrhem obvodu, byly vyřešeny a plazmový reproduktor je plně funkční.

Samotná práce pro mě byla velmi přínosná. Při návrhu samotného zařízení jsem si prohloubila znalosti z oblasti elektrotechniky a konstrukce. Dozvěděla jsem se o zajímavých technologických postupech pro výrobu, například o laserové řezačce.

6 PODĚKOVÁNÍ

Ráda bych poděkovala panu Bc. Josefu Kovářovi za poskytnutí vysokonapěťového transformátoru a wolframových elektrod, které byly pro mou práci stěžejní.

REFERENCE

- [1] KRONDL, Milan. *Elektrické výboje*. V Brně: Elektrodobor SPT, 1938.
- [2] KOVÁŘ, J. *Bezmembránový reproduktor – bakalářská práce*. Brno, 2015. 41 s. Vedoucí bakalářské práce Ing. Michal Pavlík, Ph.D. FEKT VUT v Brně
- [3] KUPTSOV, A. *Změna parametrů výbojových světelných zdrojů s frekvencí napájecího proudu*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2014. 49 s
- [4] LEPIL, Oldřich a Přemysl ŠEDIVÝ, *Fyzika pro gymnázia: elektřina a magnetismus*. 5., přeprac. vyd. Praha: Prometheus, 2000. ISBN 80-7196-202-3.

Bakalářské projekty

Biomedicínské inženýrství a
bioinformatika

ARTERIAL WALL NONLINEAR FEATURES IDENTIFICATION BY VIBRATIONAL PHOTOPLETHYSMOGRAPHY TECHNIQUE

Petr Nejedlý

Bachelor Degree Programme (3), FEEC BUT

E-mail: xnejed07@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Jana Svačinová, Jiří Moudr

E-mail: svacinova@med.muni.cz, jmoudr@med.muni.cz

Abstract: The presented paper describes a mathematical model for estimation of an arterial compliance by vibrational photoplethysmography technique. The first section of the article describes non-linear viscoelastic properties of the arterial wall. Furthermore, the second part of the paper specifies interactions between the arterial segment and measuring cuff. The viscoelastic model was created for the purpose of arterial compliance experimental research and computer simulations of parasitic effects that might occur during measurement.

Keywords: Arterial compliance, Vibrational photoplethysmography, Visco-elastic arterial model

1 ÚVOD

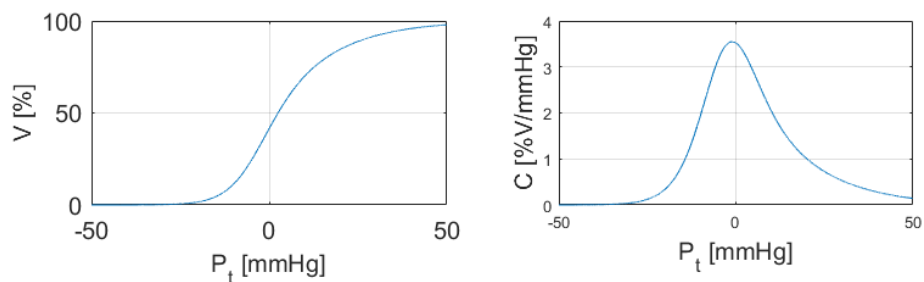
Tato práce se zabývá tvorbou matematického modelu vibrační fotoplethysmografie, která se používá na měření compliance arterií malého průřezu. Vliv arteriální compliance je z fyziologického hlediska důležitý pro udržení kontinuálního krevního toku v diastolické části srdečního cyklu a snížení mechanického namáhání arteriální stěny v systole. Patofyziologické změny arteriální compliance mohou způsobovat endoteliální dysfunkci, hypertenzi, atherogenezi a větší srdeční zátěž. Ačkoliv výzkumy dokazují, že snížení compliance malých arterií je nezávislý a signifikantní faktor přispívající k hodnotě kardiovaskulárního rizika, je compliance malých arterií v klinické praxi opomíjeným parametrem [1]. Výsledný matematický model může simulovat parazitní vlivy vznikající při měření a pomoci k lepší interpretaci dat měřených metodou vibrační fotoplethysmografie.

2 NELINEÁRNÍ VISKOELASTICKÝ MODEL ARTERIÁLNÍHO SEGMENTU

Z fyziologického hlediska průchodem ejekčního objemu krve artérie zvětšuje svůj průřez a transformuje část kinetické energie toku krve na potenciální energii arteriální stěny. Následně v diastole je tato potenciální energie přeměněna zpět na kinetickou energii krevního toku. Schopnost arterií zvětšit svůj průřez při změně tlaku se nazývá compliance a je definována jako podíl změny obsaženého objemu v artérii a změny transmurálního tlaku. Z mnoha pozorování je známo, že objem krve pod stěnou cévy vykazuje nelineární závislost (Obrázek 1) na transmurálním tlaku [2]. Tato nelineární závislost je důsledkem nehomogenního histologického složení cévní stěny, kde se zejména uplňuje elastin, kolagen a hladká svalovina.

Viskoelastický arteriální segment válcového tvaru a jednotkové délky, za předpokladu laminárního toku krve ve smyslu newtonovské kapaliny, lze popsat pomocí disipačního parametru (ztráty vzniké prouděním krve) R , setrvačného parametru (setrvačnost krve a arteriální stěny) L a transmurálního tlaku $P_t(V)$, který vyjadřuje tlak od elastické složky cévy, závislý na obsaženém objemu krve V v segmentu cévy. Rovnice popisující toto chování může být zapsána ve tvaru (1).

$$L \frac{d^2V(t)}{dt^2} + R \frac{dV(t)}{dt} + P_t(V(t)) = P_{blood}(t) \quad (1)$$

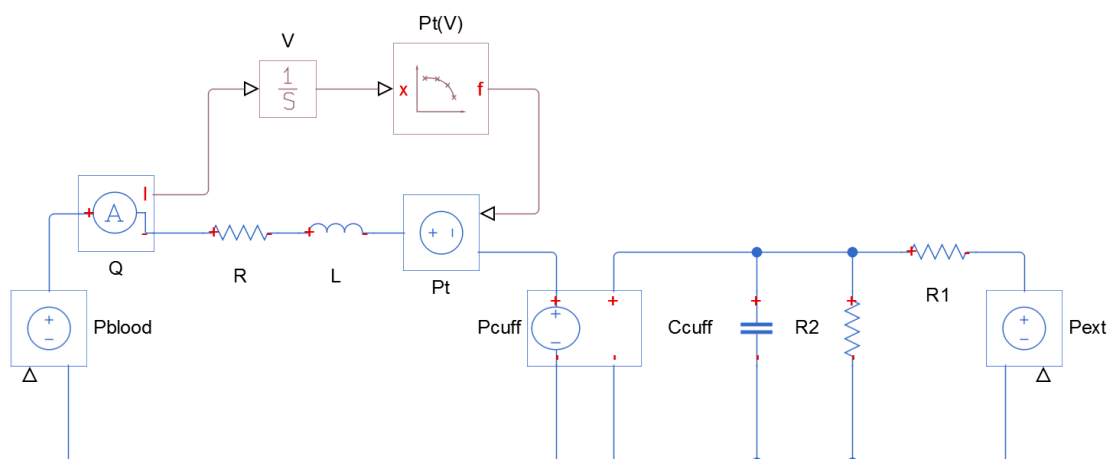


Obrázek 1: (a) Nelineární závislost objemu krve v arterií na transmurálním tlaku. (b) Závislost arteriální compliance na transmurálním tlaku.

3 MODEL DYNAMICKÉ FOTOPLETYSMOGRAFIE

Dynamická fotopletysmografie je neinvazivní metoda, umožňující hodnotit vlastnosti arteriální stěny [2]. Základem metody je měření kontinuálního krevního tlaku a objemu krve v prstových arteriích. Na měřeném prstu je nasazena testovací manžeta, která je udržována pod časově variabilním tlakem $P_{ext}(t)$. Systém (Obrázek 2) zahrnující interakce arteriálního segmentu a měřicí manžety můžeme popsat soustavou nelineárních diferenciálních rovnic (2), přičemž první rovnice popisuje chování arteriálního segmentu a druhá rovnice popisuje disipační a elastické vlastnosti měřicí manžety. Disipační parametry ($R1$, $R2$) vyjadřují tlakové ztráty na přívodní hadičce k měřicí manžetě. Elastické vlastnosti měřicí manžety jsou popsány pomocí parametru C_{cuff} . Vazba mezi měřicí manžetou a arteriálním systémem je zprostředkována pomocí ideálního tlakově řízeného zdroje tlaku P_{cuff} .

$$\begin{aligned} \frac{d^2V(t)}{dt^2} &= \frac{1}{L} \left[P_{blood}(t) - P_{cuff}(t) - R \frac{dV(t)}{dt} - P_t(V(t)) \right] \\ \frac{dP_{cuff}(t)}{dt} &= \frac{1}{C_{cuff}} \left[\frac{P_{ext}(t) - P_{cuff}(t)}{R_1} - \frac{P_{cuff}(t)}{R_2} \right] \end{aligned} \quad (2)$$



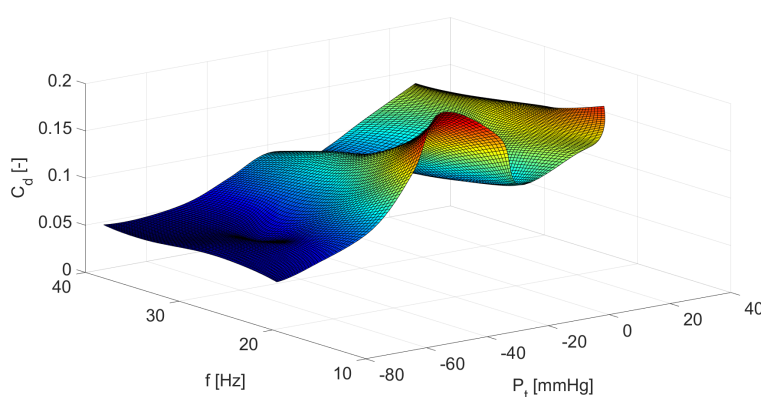
Obrázek 2: Navržený model popisující interakci nelineárního arteriálního segmentu s manžetou dynamického fotopletysmografu. Navrženo v Simulink-Simscape.

4 IDENTIFIKACE VISKOELASTICKÝCH PARAMETRŮ

Díky nelineárním vlastnostem arteriální stěny není možné compliance určit pasivním měřením, kdy je zdrojem velkých tlakových pulzů srdeční činnost, protože dochází k nelineárnímu zkreslení. Tento problém je řešen měřením pouze v diastolické části srdečního cyklu, přičemž je krevní tlak přibližně konstantní a zároveň je testovací manžeta buzena harmonickým signálem o malé amplitudě a konstantním přitlaku $P_{ext}(t) = P_{ext} + \Delta P_{ext}(t)$. Za uvažovaných podmínek měření v diastolické části srdečního cyklu, kdy se objem krve v důsledku vibrací měřicí manžety změní o hodnotu ΔV , můžeme nelineární závislost $P_t(V)$ linearizovat pomocí Taylorova rozvoje (3), kde parametrem C je označena arteriální compliance (schopnost arterií zvětšit svůj průsvit při změně transmuranálního tlaku).

$$P_t(V_0 + \Delta V) = P_t(V_0) + \frac{\partial P_t(V_0)}{\partial V} \Delta V = P_t(V_0) + \frac{1}{C(V_0)} \Delta V \quad (3)$$

Následně je možné použít metody regresní analýzy pro identifikaci viskoelastických (L , C) a disipačních (R) parametrů, které popisují arteriální segment.



Obrázek 3: Identifikovaný průběh dynamické arteriální compliance z reálného měření $C_d[-]$ vyjádřený v relativních jednotkách. C_d je funkcí transmuranálního tlaku $P_t[mmHg]$ a frekvence přiložených kmitů $f[Hz]$ vibračního fotopletysmografu.

5 ZÁVĚR

V současné době je compliance artérií malého průřezu odhadována za předpokladu zanedbání elastických a disipačních vlastností měřicí manžety. Cílem této práce bylo navrhnout matematický model popisující chování nelineárního viskoelastického segmentu artérie, který zahrnuje parazitní vlivy vznikající při měření. Z obrázku 3 je patrné, že identifikované závislosti arteriální compliance z reálných dat odpovídají teoretickému průběhu z obrázku 1. Současně navrhnutý matematický model umožňuje provádět simulace parazitních jevů, které vznikají při měření, a jejich případnou korekci. Práce byla podpořena grantem MUNI/A/1355/2016.

REFERENCE

- [1] GREY, E. Reduced small artery but not large artery elasticity is an independent risk marker for cardiovascular events. *American Journal of Hypertension*. 2003. DOI: 10.1016/S0895-7061(02)03271-5. ISSN 08957061.
- [2] SVAČINOVÁ, Jana, Jiří MOUDR a Nataša HONZÍKOVÁ. The vibration plethysmographic method of arterial compliance analysis in dependence on transmural pressure. In 11th International medical postgraduate conference. 2014. ISBN 978-80-260-7244-7.

NETWORK ANALYSIS OF DRUGS USED TO TREAT SCHIZOPHRENIA

Jana Musilová

Bachelor Degree Programme (3), FEEC BUT

E-mail: xmusil57@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Pavlína Koščová

E-mail: koscova@feec.vutbr.cz

Abstract: The aim of this study is a designation of a multitarget drug for a treatment of schizophrenia with the least number of adverse drug interactions. Using Cytoscape software and DrugBank database we have examined currently used schizophrenia drugs and their targets in human body. The acquired knowledge led to a design of an antipsychotic type of a drug chemically based on benzenoids or azacyclic compounds with better overall characteristics.

Keywords: Drug Discovery, Network Analysis, Schizophrenia

1 ÚVOD

Při výzkumu a navrhování léků se v posledních letech dosahuje velmi významných pokroků zejména díky rozvoji výpočetních technologií. V současném výzkumu je např. možné identifikovat a zkoumat cílové molekuly (obvykle proteiny či geny), na které léky působí či které mohou být terapií sekundárně ovlivněny. Touto problematikou se zabývá vědní obor drug discovery a jeho koncept network pharmacology. K důležitým výzkumům v této oblasti patří hledání nových informací o medikamentech na základě strukturální analýzy biologických sítí [1]. Biologickými sítěmi, kterými se zabývám v této práci, jsou grafy, jejichž vrcholy představují léky a jejich cíle a hrany pak vzájemné interakce mezi nimi. Na základě algoritmů založených obvykle na faktorizaci matic lze v sítích vypočítat jejich charakteristické vlastnosti [2]. Tato analýza usnadňuje potenciální zefektivnění terapie komplexních chorob, jakými jsou např. rakovina či cukrovka. Rovněž umožňuje zjistit více informací o lécích, jež byly původně navrženy formou „černé skříňky“, tedy bez vědomosti o jejich komplexním působení na organismus [3].

2 MATERIÁLY A METODY

2.1 SBĚR DAT

DrugBank je rozsáhlá databáze léciv a pro svou obsáhlost byla využita i v této práci. Pro automatické stažení informací o medikamentech z této databáze byl vytvořen skript v softwaru R. Ten umožňuje stažení všech medikamentů vyhledaných v databázi DrugBank pod heslem „schizophrenia“, které zároveň splňují následující tři podmínky: dostupnost ATC kódu, dostupnost informací o interakcích s cíli těchto léků a dostupnost informací o interakcích s jinými léky. Všechny tyto podmínky splnilo celkem 45 léciv. Data byla převedena do tabulek pro možnost dalšího zpracování.

2.2 VIZUALIZACE V CYTOSCAPE

Cytoscape je open source program sloužící k vizualizaci a analýze biologických sítí. Existuje pro něj více než 400 pluginů, tedy přídatných programů sloužících pro rozšíření funkcí softwaru.

V tomto projektu byly pomocí nástroje Cytoscape zpracovány dvě sítě. První z nich je tvořena vybranými medikamenty pro léčbu schizofrenie a léky s nimi interagujícími (dále v textu jako interakční síť). Obsahuje celkem 1583 uzlů a 23 664 hran. Druhá síť znázorňuje vybrané medikamenty pro léčbu schizofrenie a jejich cíle (dále jako síť cílů). Skládá se z 134 uzlů a 509 hran

2.3 ANALÝZA SÍTÍ

Pro tuto práci byl k analýze obou sítí využit plugin CentiScaPe, který umožňuje zejména identifikaci významných hran a uzlů výpočtem hodnot popisujících provázanost sítě – centralit. V projektu byly počítány následující hodnoty: stupeň centrality, mezilehlost centrality a blízkost. Pro všechny hodnoty platí: čím vyšší výsledek, tím významnější uzel.

Stupeň centrality D (z angl. Degree) je hodnota udávající počet uzlů, do kterých daný uzel vede neboli počet hran připojených k danému uzlu. Na základě této centrality je možné například snadno zjistit, které proteiny jsou léčivý schizofrenie ovlivňovány nejčastěji.

Mezilehlost centrality B (z angl. Betweenness) vyjadřuje globální vlastnosti sítě, konkrétně nejkratší cesty mezi páry uzlů procházejících daným uzlem. Pro graf $G := (V, E)$ s n uzly platí:

$$B_i = \frac{1}{(n-1)(n-2)} \sum_{s \neq i \neq t \in V} \frac{S_{st}(i)}{S_{st}} \quad (1)$$

kde n je počet uzlů, i je aktuálně počítaný uzel, S_{st} je počet nejkratších cest z s do t a $S_{st}(i)$ je počet nejkratších cest z s do t přes uzel i . Hodnota je normalizována počtem párů uzlů, což je v rovnici první zlomek [3].

Blízkost C (z angl. Closeness) udává minimální počet hran nutný projít ke spojení dvou uzlů:

$$C_i = \frac{n}{\sum_{j \in V} d(i, j)} \quad (2)$$

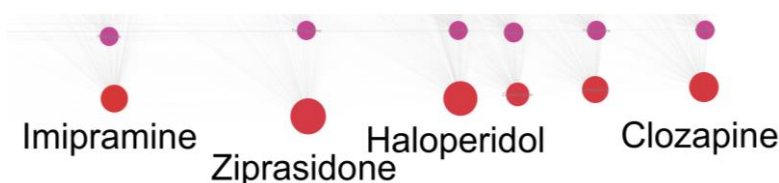
kde $d(i, j)$ je nejkratší vzdálenost mezi uzly i a j , n je počet uzlů v síti [3].

3 VÝSLEDKY

3.1 INTERAKČNÍ SÍŤ

Z výpočtu centralit vplynuly nejvyšší hodnoty všech počítaných proměnných pro léky Haloperidol (H), Klozapin (K), Ziprasidon (Z) a Imipramin (I) (Tab. 1).

Obr. 1 zobrazuje část zkoumané sítě obsahující uvedené léky, kde jsou zvyšující se hodnoty centralit řazeny vpravo, uzly jsou větší a přecházejí z modré barvy do červené. Dále byla provedena statistická analýza výsledků pomocí výpočtu Pearsonova korelačního koeficientu (Tab. 2).

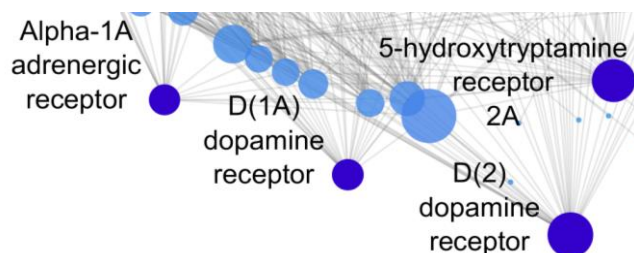


Obrázek 1: Část interakční sítě se znázorněním velikostí centralit a vyznačením významných léků

3.2 SÍŤ CÍLŮ

K nejvýznamnějším proteinovým cílům podle velikosti centralit patří D(2) dopaminový receptor (D2), D(1A) dopaminový receptor (D1), 5-hydroxytryptamin receptor 2A (5H) a alfa-1A adrenergní receptor (1A). Výsledné velikosti centralit je možné nalézt v Tab.1.

Obr. 2 znázorňuje výřez sítě s barevným odlišením nejvýznamnějších cílů. Poměrové velikosti centralit jsou znázorněny velikostí uzlů. Hodnoty Personova korelačního koeficientu jsou uvedeny v Tab. 2.



Obrázek 2: Část sítě cílů se znázorněním velikostí centralit a vyznačením významných cílů

3.3 INTERPRETACE VÝSLEDKŮ

Zpracováním sítě vyplynuly nejvýznamnější léky a cíle uvedené v podkapitolách 3.1 a 3.2. Výsledné hodnoty centralit a statistického vyhodnocení jsou uvedeny v Tab. 1 a 2. Na základě těchto poznatků navrhuji typ nového léku - antipsychotikum (ATC kód N05A) na chemické bázi benzenoidů či azacyklických sloučenin, které by mělo působit na proteiny D(2) dopaminový receptor, D(1A) dopaminový receptor, 5-hydroxytryptamin receptor 2A a alfa-1A adrenergní receptor.

	H	K	Z	I	D2	D1	5H	1A
D	952	974	921	1018	38,0	26,0	35	23
B	315351	228688	342466	184351	2180	666	1936	615
C	4,36E-04	4,38E-04	4,33E-04	4,45E-04	4,48E-03	3,86E-03	4,37E-03	3,86E-03

Tabulka 1: Hodnoty centralit pro nejvýznamnější uzly sítě

	C-B	B-D	C-D
Interakční síť	-0,08	0,63	-0,14
Síť cílů	0,37	0,75	0,57

Tabulka 2: Pearsonův korelační koeficient pro všechny centrality

4 ZÁVĚR

Na základě analýzy sítě interakcí medikamentů a cílů léků využívaných při léčbě schizofrenie byl navržen nový typ medikamentu proti této chorobě. Je jím antipsychotikum na chemické bázi benzenoidů či azacyklických sloučenin působící na proteiny D(2) dopaminový receptor, D(1A) dopaminový receptor, 5-hydroxytryptamin receptor 2A a alfa-1A adrenergní receptor. Tyto pilotní výsledky tvoří základ následných strukturálních studií, které jsou v tomto výzkumu dále zapotřebí.

REFERENCE

- [1] Furlong L. et al. „Human Diseases through the Lens of Network Biology“, *Trends in Genetics* 29, č. 3 (2013): 150–59, doi: 10.1016/j.tig.2012.11.004
- [2] Ma X., Gao L., Biological Network analysis: Insights into Structure and Functions.“, *Briefings in Functional Genomics* 11, č. 6 (2012): 434–42, doi:10.1093/bfpg/els04
- [3] Nacher J. C., Schwartz J. „A Global View of Drug-Therapy Interactions“. *BMC Pharmacology* 8, č. 1 (2008): 5. doi:10.1186/1471-2210-8-5

HEART RATE MEASUREMENT USING SMARTPHONE ACCELEROMETER

Jiří Víteček

Biomedical Technology and Bioinformatics, FEEC BUT

E-mail: xvitec03@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Andrea Němcová

E-mail: xnemco01@stud.feec.vutbr.cz

Abstract: The article deals with the possibility of the heart rate measuring using smartphone's accelerometer. This method is shortly described in the first part of this article. The second part describes methodology and testing. Testing confirmed the possibility of using the proposed method for successful measurement of heart rate using smartphone's accelerometer. Finally, the conclusion and recommendations are described.

Keywords: Heart rate, heart rate measurement, smartphone, accelerometer

1 ÚVOD

Jednou ze základních vyšetřovacích metod v lékařství je měření tepové frekvence (TF). Pozorováním změn TF můžeme odhalit změny v krevním oběhu. Pokles či vzrůst TF pod/nad určitou mez je varovným signálem v činnosti srdce. Kardiovaskulární onemocnění jsou celosvětově nejčastější příčinou smrti člověka [3]. Na tato onemocnění každoročně umírá asi 17,5 milionu lidí, což představuje 31 % všech úmrtí. Měření TF pomáhá včas odhalit poruchy srdečního rytmu. Hlavními faktory ovlivňujícími TF jsou věk, pohlaví, dechová nedostatečnost, léky, onemocnění, stres a další. Zlatým standardem pro měření TF je elektrokardiografie (EKG) [2]. Mezi další metody stanovení TF patří vyhodnocení z impedančních změn, objemových změn tkáně či akustických projevů srdce [1]. Novější metody využívající chytrý telefon pro měření TF používají např. integrovanou zadní kameru s diodou, přední kameru, mikrofon či akcelerometr. Tyto metody, které pracují s chytrými telefony, jsou levné, rychlé, neustále dostupné a snadno použitelné. Tento článek představuje metodu stanovení TF využívající akcelerometr, s jehož pomocí je získán tzv. balistokardiogram. Metoda vychází z článku [5] a rozšiřuje jej. Zpracováním balistokardiogramu lze pak získat samotnou TF. Tato metoda se zatím běžně nepoužívá v chytrých telefonech.

2 METODA MĚŘENÍ

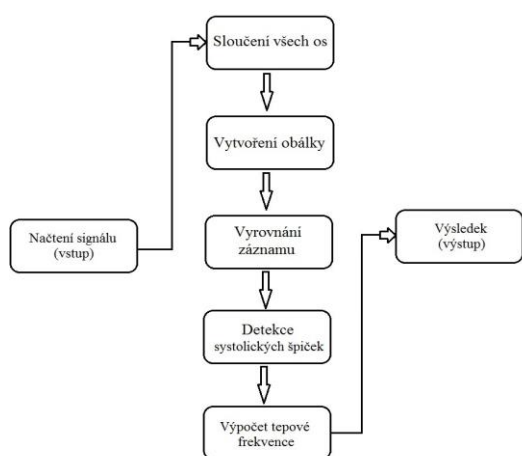
Metoda měření TF pomocí akcelerometru vychází z principu balistokardiografie. U této neinvazivní metody se snímají mechanické pohyby těla způsobené činností srdce. Akcelerometr je součástka, které měří zrychlení a v chytrých telefonech se běžně používá např. pro monitoraci pohybu člověka či ve stabilizátorech fotoaparátů.

Pro získání dat z mobilního telefonu je využita mobilní aplikace Matlab Mobile, která po spuštění příkazu bezdrátově odešle data do předem spárovaného PC se spuštěným programem Matlab. V tomto programu byl také vytvořen algoritmus pro záznam i následný výpočet TF. Algoritmus shrnuje blokové schéma na Obrázku 1.

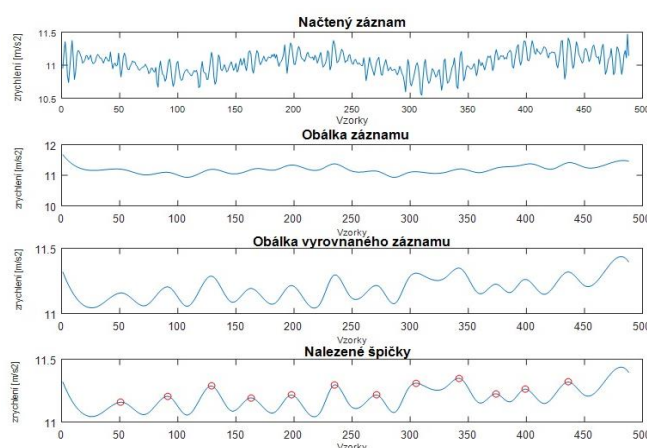
Akcelerometr snímá data ve 3 osách, proto jsou signály ze tří os sloučeny do jedné proměnné, se kterou se dále pracuje. Tep se projeví jako náhle zvýšené a snížené zrychlení, na grafu tedy vidíme periodicky se měnící výchylku záznamu. Z toho důvodu se jako další vhodný krok jeví vytvoření obálky. To je možné např. pomocí Hilbertovy transformace, Shannonovy energie či mediánového

filtru, mnou navržený algoritmus ovšem používá specifickou funkci programu Matlab2016b *envelope*. Tato funkce vytvoří obálku podle rozsahu analytického signálu, který je nalezen pomocí implementace diskrétní Fourierovy transformace v Hilbertově transformaci. Poté se odstraní zvlnění záznamu způsobené dýchacími pohyby. Následuje detekce systolických špiček v záznamu. Nakonec se provede samotný výpočet TF. Vzdálenosti mezi špičkami jsou přepočteny na sled hodnot TF a následně se ze získaných hodnot z 10 s záznamu vybere medián, který nám zajistí eliminaci případných extrémních a nepřesných hodnot. V App Designeru programového prostředí Matlab2016b byl vytvořen program pracující s tímto algoritmem. Obrázek 2 ukazuje postupně upravovaný záznam.

Navržený algoritmus je výpočetně nenáročný, a proto vhodný k implementaci v odpovídajícím programovém prostředí přímo pro Android, iOS či jiný mobilní operační systém.



Obrázek 1: Blokové schéma algoritmu.



Obrázek 2: Postupné zpracování záznamu v prostředí Matlab

3 .METODIKA

Pro úspěšné snímání dat je nutné, aby vyšetřovaná osoba ležela co nejvíce v klidu a pokud možno vodorovně, aby se mobilní telefon samovolně nepohyboval. Vyšetřovaná osoba může být průměrně oblečena (tričko, košile, mikina). Mobilní telefon se položí na tělo vyšetřované osoby, a to na oblast hrudníku či břicha. Nelze přesně určit místo pro umístění telefonu, jelikož proporce lidského těla jsou velice individuální. Během testování se jako nejvhodnější místo ukázala prostřední oblast břicha, konkrétně místo, kde končí hrudní kost a začíná dutina břišní. Z hlediska kvality signálu se jako téměř srovnatelná jeví oblast srdečního hrotu. Zde ovšem nastává problém u žen, jelikož prsa často působí překážku omezující dobré umístění mobilního telefonu.

4 TESTOVÁNÍ VYTVOŘENÉHO ALGORITMU

Vytvořená aplikace byla testována na 10 dobrovolnících, kteří byli poučeni a dali ústní informovaný souhlas. Při výběru dobrovolníků byl brán ohled na rovnoměrné zastoupení pohlaví i věkové kategorie. Testování bylo provedeno pomocí 3 mobilních telefonů s OS Android. Konkrétně se jednalo o Samsung Galaxy S5 Mini, Sony Xperia Z2 a Lenovo Vibe P1m. Každý z výše uvedených mobilních telefonů byl na každém dobrovolníkovi testován za 3 podmínek (se zadržným dechem, s dýcháním, po zátěži). Celkem bylo tedy provedeno 90 měření. Pokud bylo měření napoprvé neúspěšné, byl mobilní telefon posunut na místo s předpokladem zisku lepšího záznamu. Takto se postupovalo nanejvýš 5× a poté bylo měření označeno jako neúspěšné. U starších osob nebyl vyžadován test po zátěži. Jako referenční údaj byla použita hodnota TF z pulsního oxymetru Nonin Onyx II. Kompletní výsledky měření uvádí Tabulka 1.

S	Sony Xperia Z2						Lenovo Vibe P1m						Samsung Galaxy S5 Mini						
	Bez dýchání [tepů/min]		S dýcháním [tepů/min]		Po zátěži [tepů/min]		Bez dýchání [tepů/min]		S dýcháním [tepů/min]		Po zátěži [tepů/min]		Bez dýchání [tepů/min]		S dýcháním [tepů/min]		Po zátěži [tepů/min]		
	P	R	P	R	P	R	P	R	P	R	P	R	P	R	P	R	P	R	
1.	72	75	73	74	100	93	71	73	74	74	95	96	73	69	75	76	104	107	
2.	74	70	63	64	X	X	72	69	61	62	X	X	X	X	X	X	X	X	
3.	72	71	65	67	88	94	73	71	61	62	X	X	X	X	X	X	X	X	
4.	61	63	73	68	98	96	X	X	X	X	X	X	57	63	X	X	X	X	
5.	100	100	96	97	117	115	92	94	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	
6.	66	70	66	68	75	79	70	72	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	
7.	68	70	67	67	96	95	72	72	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	
8.	75	76	67	68	93	94	62	62	63	65	81	84	68	65	73	69	87	85	
9.	63	65	X	X	N	N	67	63	X	X	N	N	60	58	X	X	N	N	
10.	58	58	X	X	N	N	55	56	65	59	N	N	48	53	55	53	N	N	
U	10/10	8/10	7/8	9/10	5/10	2/8	5/10	3/10	2/8										
	25/28						16/28						10/28						

Tabulka 1: Výsledky testování. (P – program, R – reference, S – subjekt, N – neměřeno, X – neúspěšné měření, U – počet úspěšně provedených měření/celkový počet).

5 VYHODNOCENÍ A ZÁVĚR

Testování potvrdilo, že za určitých podmínek je možné měřit TF s dobrými výsledky. Mezi zásadní faktor pro úspěšné měření TF patří hodnota vzorkovací frekvence (F_{vz}) akcelerometru mobilního telefonu. Tento parametr v aplikaci Matlab Mobile nastavit nelze. Sony Xperia Z2 pracuje s $F_{vz} = 50$ Hz, Lenovo Vibe P1 s $F_{vz} = 15$ Hz a Samsung Galaxy S5 Mini s $F_{vz} = 10$ Hz. Již v průběhu testování bylo na vykreslených grafech vidět, že telefony s nižší F_{vz} nedokáží tak kvalitně zaznamenat tep. Pokud bychom brali F_{vz} jako údaj, který nelze změnit, vychází z testu jednoznačně nejlépe Sony Xperia Z2, tzn. pro úspěšné měření je zapotřebí F_{vz} alespoň 50 Hz. U telefonu Sony Xperia Z2 bylo úspěšně provedeno 89 % měření, u Lenovo Vibe P1 pak 57 % měření a u Samsung Galaxy S5 Mini jen 36 %. Z výsledků je dále patrné, že u mužů bylo měření častěji úspěšnější, než u žen. U žen se také častěji opakovaně hledalo vhodné místo pro měření. Také můžeme říci, že měření se zadržným dechem je přesnější a úspěšnější. Na kvalitu záznamu a následné zpracování má nejspíše dále vliv velikost a hmotnost telefonu, citlivost a rozlišení akcelerometru, vrstva oblečení, frekvence dýchání a tělesné proporce.

Zpracování záznamu a výpočet je v kódové části významně ovlivněn parametrem vzorkovacího intervalu funkce *envelope*, jelikož každý mobilní telefon pracuje s jinou F_{vz} . Dále je výpočet ovlivněn parametry u funkce *findpeaks*, která zajišťuje detekci špiček.

REFERENCE

- [1] CHMELAR, Milan a Jiří ROZMAN. Lékařská přístrojová technika I. Praha: SNTL, 1982.
- [2] COULSON, Morc a David ARCHER. Practical fitness testing analysis in exercise and sport. London: A. & C. Black, 2009. ISBN 9781408111048.
- [3] WHO, Fact sheet: Cardiovascular diseases (CVDs), Reviewed September 2016.
- [4] THALER, Malcolm S. EKG a jeho klinické využití. Praha: Grada Publishing, 2013. ISBN 978-80-247-4193-2.
- [5] GAVRIEL, Constantinos a Kim H. PARKER a A. Aldo FAISAL. Smartphone as an ultra-low cost medical tricorder for real-time cardiological measurements via ballistocardiography. 2015 IEEE 12th International Conference on Wearable and Implantable Body Sensor Networks (BSN), 19 October 2015.

EEG MEASURING AND ANALYZING SYSTEM

Svätopluk Blažej

Bachelor Degree Programme (3), FEEC BUT

E-mail: xblaze28@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Petr Marcoň

E-mail: marcon@feec.vutbr.cz

Abstract: One of the critical steps in the design of Brain-Computer Interface applications based on electroencephalography is to process and analyze signals in real-time, in order to identify the mental state of the user. Understanding of signal processing is vital for those who deal with these signals for detection, diagnosis, and treatment of brain disorders and the related diseases. The main asset of this project is to create small, reliable and inexpensive system for analysis of brain activity. This paper describes use of microcontrollers for brain waves readings. Electrodes used for this purpose have sensitive and low noise readings.

Keywords: Brain-Computer Interface, Electroencephalography, Microcontrollers, Electrodes

1. ÚVOD

Analýza mozgovej aktivity je dôležité odvetvie pri diagnóze chorôb, určení hladiny stresu, koncentrácie apod. Momentálne dostupné zariadenia na voľnom trhu sú pomerne drahé prípadne s malým množstvom vstupných elektród [1]. Systém zahrnutý v tomto príspevku zahrňuje jednak hardware určený pre záznam a filtráciu mozgovej aktivity spolu s programom ktorý dáta analyzuje a zobrazuje. Celá hardwarová časť je navrhnutá ako doplnok k dostupným mikrokontrolérom Arduino prípadne Raspberry Pi, čo rapidne rozširuje možnosť použitia a dostupnosť zariadenia [2].

2. POPIS ZARIADENIA

Funkciou navrhnutého zariadenia je zosilnenie signálu, jeho filtrácia, nastavenie nulovej hodnoty na strednú hodnotu rozsahu meracieho zariadenia, analýza, distribúcia dát do počítača a ich následné vyhodnotenie. Kalibrácia nuly umožňuje meranie záporných rozdielových hodnôt medzi párom elektród. Zariadenie umožňuje záznam a analýzu EEG (Electroencephalography) signálu až z 6 párov elektród.

2.1. HARDWARE

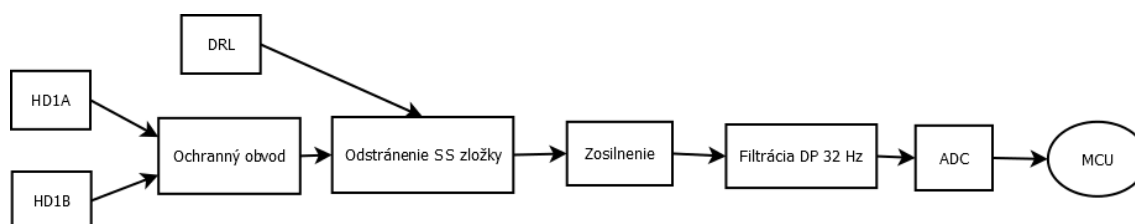
Základné schéma navrhnutého zariadenia je zobrazená na obr. 1. Schéma obsahuje spoločný návrh referenčnej elektródy a napájania, pre všetky kanály elektród, a príklad jedného kanálu zobrazeného v hornej časti. Vstup sa skladá z dvoch hlavových elektród HD1A, HD1B a referenčnej elektródy DRL. Vstup z hlavových elektród je, pred vstupom do diferenčného zosilňovača, chránený proti prepätiu obvodom tranzistorov.

Referenčná, elektróda sa primárne umiestňuje za ucho meraného objektu. Slúži na udržiavanie priemerného napätia z elektród pomocou sumačného integračného zosilňovača. Odstraňuje elektrické výkyvy spôsobené reakciami medzi elektródou a pokožkou. Jednosmerná zložka rozdielového signálu, spôsobená elektrochemickými procesmi medzi prostredím na rozmedzí elektróda a pokožka, je odstránená hornou priepusťou s medznou frekvenciou 0,16 Hz [3].

Celkové zosilnenie obvodu pred samotnou filtráciou je nastavované neinvertujúcim zosilňovačom ktorého zosilnenie sa pohybuje v rozmedzí v rozmedzí 6-1000.

Po zosilnení prechádza signál cez eliptický filter ôsmeho rádu, ktorý je dolnou priepusťou s medznou frekvenciou 32 Hz, ktorá odpovedá rozsahu frekvencií meraného signálu. Útlm na 50 Hz je rovný 60 dB. Na výstupe filtru sa nachádza dolná priepusť s medznou frekvenciou 160 Hz, ktorá filtruje šum spôsobený spínacím kmitočtom kondenzátorov v eliptickom filtri [4].

Výstup zosilňovača sa vstupuje do 12-bitového AD prevodníku, ktorého výstup je snímaný mikro-počítačom, ktorý už zanalyzovaný signál posielá po sériovej linke do počítača, kde sa následne zobrazí.



Obrázok 1: Blokové schéma navrhnutého systému pre meranie a analýzu EEG signálu.

2.2. POUŽITÉ ELEKTRÓDY

Na snímanie mozgovej aktivity signálu boli použité špeciálne elektródy pochádzajúce od značky Cognionics [5], sú dostatočne citlivé na malé zmeny napätia a zároveň sú dostatočne pohodlné pre opakované použitie. Ich veľkou výhodou je ich tvar, zobrazený na obr. 2, vďaka nemu je ich aplikácia možná i na snímanie cez hrubú vrstvu vlasov no zároveň sú pružné a teda počas merania skúmanému subjektu nijak neprekážajú a zároveň zaručujú stály kontakt s pokožkou hlavy. Tieto elektródy sú určené i na každodenný záznam.



Obrázok 2: Použité elektródy [5].

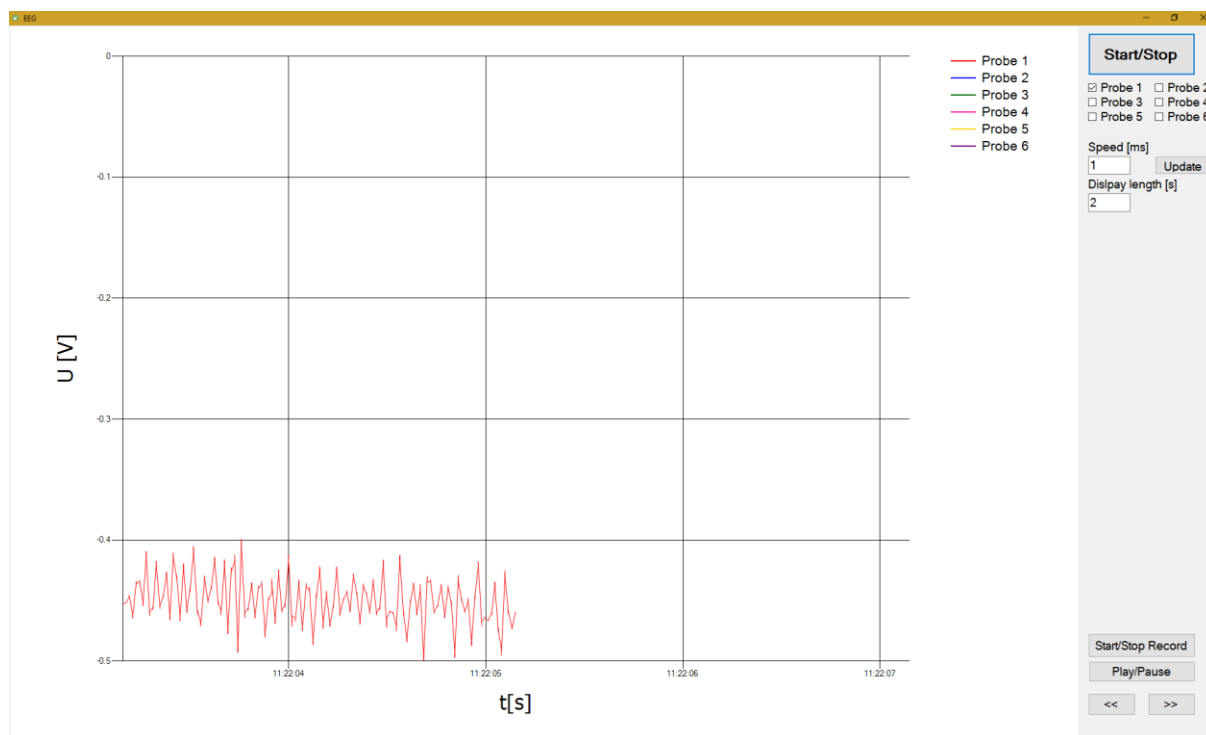
2.3. OBSLUŽNÝ PROGRAM

Obslužný program bol vytvorený v jazyku C#. Program je určený na real-time a off-line zobrazenie meraných dát. Program umožňuje dáta nahrávať do textového formátu a následne i opakovane prehrať.

Dáta sú distribuované do počítača pomocou sériovej komunikácie. Maximálna rýchlosť posielania dát snímaných zo všetkých elektród je jeden reťazec hodnôt, reprezentujúci šesticu veľkostí napätí z každého páru elektród, za 1 ms, ktorá je okamžite vykreslené do grafu s automatickým nastavením rozlíšenia na základe vstupných hodnôt.

Používateľ si môže nastaviť rýchlosť zobrazovania, časový interval medzi jednotlivým vykreslením. Ďalšou možnosťou je dĺžka záznamu zobrazenom na grafe, ktorého obsah sa neustále posúva v čase. Posledným parametrom je voľba jednotlivých kanálov, ktoré sa práve vykresľujú.

Program pracuje vo viacerých vláknach procesoru práve pre potrebu rýchleho vykresľovania pomerne veľkého objemu dát za krátky časový interval. Grafické rozhranie je znázornené na obr. 3.



Obrázok 3: Obslužný program pre záznam a vykreslenie EEG signálu.

3. ZÁVER

V článku je opísaný návrh a realizácia systému pre meranie a analýzu EEG signálov. Hlavnú časť hardwarové časti tvorí MCU Raspberry PI, ku ktorému je privádzaný upravený signál z EEG elektród. Jednotlivé kroky úpravy signálu vyplývajú z obrázku 1. Pre vlastnú vizualizáciu a záznam meraných hodnôt bol vytvorený obslužný program pomocou jazyka C#. Zariadenie opísané v tomto príspevku sa vyznačuje finančnou nenáročnosťou na zostavenie, jednoduchou manipuláciou a pomerne malou veľkosťou s vysokou presnosťou záznamu mozgovej aktivity. Toto zariadenie je vhodné na dennodenné meranie a analýzu dát s obrovskými možnosťami aplikácie.

REFERENCE

- [1] *Emotiv: EPOC+* [online]. [cit. 2017-03-30]. Dostupné z: <https://www.emotiv.com/epoc/>
- [2] LOTTE, Fabien. *A Tutorial on EEG Signal Processing Techniques for Mental State Recognition in Brain-Computer Interfaces* [online]. [cit. 2017-03-13]. Dostupné z: https://hal.inria.fr/hal-01055103/file/lotte_EEGSignalProcessing.pdf
- [3] TEPLAN. *FUNDAMENTALS OF EEG MEASUREMENT* [online]. [cit. 2017-03-30]. Dostupné z: <http://www.edumed.org.br/cursos/neurociencia/MethodsEEGMeasurement.pdf>
- [4] *8th-Order, Lowpass, Elliptic, Switched-Capacitor Filters* [online]. 1-3 [cit. 2017-03-30]. Dostupné z: <https://datasheets.maximintegrated.com/en/ds/MAX7400-MAX7407.pdf>
- [5] *Flex Sensors* [online]. [cit. 2017-03-13]. Dostupné z: www.cognionics.com/index.php/products/sensors/flex

MHC AND KIR GENOTYPING OF MACAQUES IN HIV INFECTION RESEARCH

Jan Matula

Bachelor Programme (3), FEEC BUT

E-mail: xmatul25@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Karel Sedlář

E-mail: sedlar@feec.vutbr.cz

Abstract: Modern research of viral diseases relies on genomic data processing. Not only is the sequence of a virus important, genomic sequence of specific receptors in affected organisms also plays an important role. In this paper, a novel package for processing of next generation sequencing data in infectious disease written using R/Bioconductor language is proposed. Functionality of the package, including implementation of advanced SSAHA algorithm for fast database searches, is demonstrated using genotyping of genes for MHC and KIR receptors of HIV positive macaques.

Keywords: Roche 454, SSAHA, sequencing, demultiplexing, hash table, HIV, genotyping

1 ÚVOD

HIV je jedním z nejdiskutovanějších světových problémů již od svého objevu roku 1981. Infekce virem HIV je charakterizována akutní virémií. Malá část populace však vykazuje schopnost úspěšně udržovat koncentraci viru na stabilní úrovni i bez terapie. Při studii lidského genomu bylo prokázáno, že za tuto přirozenou rezistenci proti viru HIV mohou z velké části jednonukleotidové polymorfismy v oblasti hlavního histokompatibilního komplexu MHC a na genech kódujících receptory tzv. NK buněk (natural killer) [1]. Z tohoto důvodu se na tyto geny zaměřuje velké množství výzkumů HIV, pro které je neustálá poptávka po stále dokonalejších metodách zpracování dat. Tato práce se zaměřuje právě na rychlé a efektivní zpracování surových sekvenčních dat v programovacím jazyce R a přináší volně dostupný balíček genDP jednoduše instalovatelný příkazem `install_github("janmatula/genDP")`.

2 PŘEDZPRACOVÁNÍ SEKVENAČNÍCH DAT

2.1 DEMULTIPLEXACE

Plný sekvenční běh má velice často nadměrnou kapacitu pro sekvenování pouze jednoho vzorku DNA. Abychom byli při sekvenování co nejefektivnější, sekvenujeme mnohdy více vzorků v jednom sekvenčním běhu. Vzniká tedy nutnost použití multiplexačních identifikátorů. Multiplexační identifikátory, dále MIDy, jsou krátké sekvence nukleotidů uměle vložené ve fúzních primerech. Jejich kombinace s primerem nasedajícím na sekvenovanou DNA poté pomáhá jednoznačně určit, které čtení náleží kterému vzorku. Pro demultiplexaci sekvencí byla v R vytvořena funkce *demultiplex*. Funkce využívá regulárních výrazů pro identifikaci sekvencí z neroztříděného souboru podle MIDů v obou směrech čtení. MIDy jsou následně smazány.

2.2 KONDENZACE

Demultiplexované FASTA soubory obsahují redundantní informaci v podobě opakujících se čtení těch samých sekvencí. Pro zbavení se těchto nadbytečných sekvencí byla vytvořena funkce *condense*. Funkce najde všechny unikátní sekvence nukleotidů ve FASTA souboru a počet výskytů každé z nich. Unikátní sekvence jsou seřazeny podle jejich počtu a uloženy do nového FASTA

souboru s počty v hlavičce. Volitelným vstupem funkce je práh. Práh zajišťuje zanedbání všech sekvencí s počtem výskytu nižším než jeho hodnota. Používá se, protože u sekvencí, jejichž počet byl v původním souboru velmi malý, je velice pravděpodobné, že vznikly chybou při sekvenování, a tudíž nemají žádnou vypovídající hodnotu. Schéma kondenzace a demultiplexace znázorňuje Obrázek 1:.



Obrázek 1: Schéma demultiplexace a kondenzace

3 VYHLEDÁNÍ SEKVENČÍ DNA V REFERENČNÍ DATABÁZI

S přibývajícím množstvím dat plynoucího především z masivně paralelního sekvenování je neustálá poptávka po efektivních a rychlých metodách vyhledávání v rozsáhlých databázích. Potřeba vysoké rychlosti vedla k vývoji softwarových nástrojů, jako jsou například BLAST, FASTA a Cross_match. Dalším pokusem o urychlení procesu vyhledávání v databázích je SSAHA (Sequence Search and Alignment by Hashing Algorithm) navržený Ningem, Coxem a Mullikinem [1]. Jelikož žádný z veřejně dostupných balíčků pro R tuto unikátní metodu nenabízí, byl implementován do balíčku, který je výsledkem této práce.

3.1 STAŽENÍ REFERENČNÍ DATABÁZE

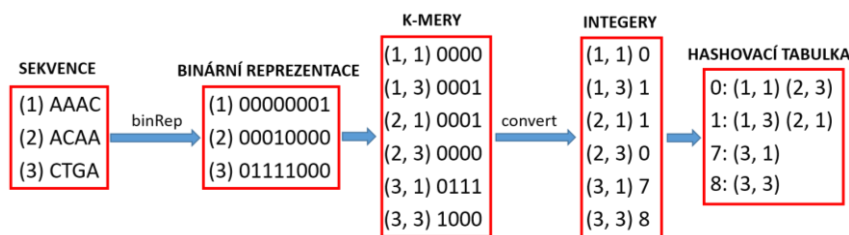
Pro usnadnění stahování FASTA souborů referenční databáze byl v jazyce R vytvořen nástroj pro stahování z ftp serveru EMBL-EBI (European Bioinformatics Institute). Pro stažení všech FASTA souborů nukleotidových sekvencí na daném uložišti funkce vyžaduje pouze URL. Funkce z HTML kódu stránky sestaví seznam adres k jednotlivým souborům, které následně stáhne. Pro uživatele je možnost stažení databáze přímo v jazyce R příjemná, protože není třeba žádných dalších nástrojů a databáze je ihned připravena k použití. Oproti manuálnímu stahování souborů má funkce očividnou výhodu v rychlosti.

3.2 SSAHA

SSAHA (Sequence Search and Alignment by Hashing Algorithm) je rychlá metoda pro hledání ve velkých databázích DNA. Experimenty ukázaly, že SSAHA může být třikrát až čtyřikrát rychlejší než BLAST a vyžaduje méně paměti, než metody založené na sufixových stromech [1]. Rychlost algoritmu spočívá především ve skutečnosti, že největší část jeho výpočetní náročnosti náleží zatahování referenční databáze, které je nutno provést pouze jednou. Jakkoli velká databáze sekvencí DNA je metodou převedena do dvou jednoduchých číselných struktur a seznamu názvů sekvencí. Jakmile jsou tyto struktury vytvořeny, vyhledávání v nich je již velice rychlé.

Hlavním úkolem metody je najít v databázi $D = \{S_1, S_2, S_3, \dots, S_i\}$ výskyt sekvence Q . Každá sekvence v D je označena indexem i . Sekvenci DNA, která je k bází dlouhá, označujeme jako k -mer. Pozici k -meru vůči první bázi v sekvenci S označíme jako j . Z toho vyplývá, že pozice každého k -meru v D může být jednoznačně určena párem indexů i a j . Pokud je množství stejně dlouhých unikátních sekvencí nukleotidů o délce k převedeno na jejich binární reprezentaci, pak lze převedením těchto binárních čísel do desítkové soustavy jednoznačně označit každou sekvenci integerem od 0 do $4^k - 1$. Těto vlastnosti binární reprezentace využíváme k vytvoření hashovací tabulky z databáze a následnému vyhledávání v ní.

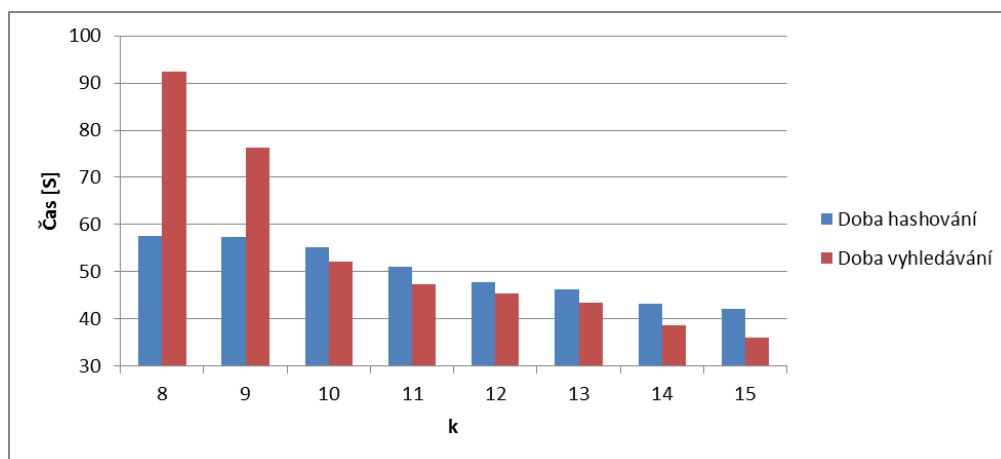
Funkce *buildHashTable* zajišťuje vystavění hashovací tabulky z FASTA souboru referenční databáze. Nejprve je databáze načtena do struktury DNStringSet a převedena do binární reprezentace. Poté jsou sekvence rozděleny na stejně dlouhé úseky (k -mery), jejichž délka je vstupem funkce. Tyto úseky jsou převedeny na $2k$ bitový integer. Z integerů a indexů i a j odkazujících na k -mery se poté vystaví hashovací tabulka (viz Obrázek 2:).



Obrázek 2: Vystavění hashovací tabulky z databáze, $k=2$

V hashovací tabulce se vyhledává tak, že hledaná sekvence DNA je rozdělena na stejně dlouhé úseky, na jaké byla rozdělena databáze, avšak v tomto případě se tyto k -mery překrývají. K -mery jsou převedeny na binární reprezentaci a integer a poté se v hashovací tabulce vyhledávají posloupnosti po sobě jdoucích k -merů.

Obrázek 3: znázorňuje časy hashování databáze a vyhledávání v ní pro různá k . Databáze představuje 4326 MHC sekvencí DNA o průměrné délce 705 bází. Hledáno v ní bylo 23 neznámých unikátních sekvencí o průměrné délce 190 bází.



Obrázek 3: Graf časů zahashování databáze a vyhledávání v ní pro různá k

4 ZÁVĚR

V jazyce R byl s využitím nadstavby Bioconductor vytvořen balíček funkcí pro kompletní genotypizační analýzu. Pro efektivní vyhledávání byl implementován rychlý algoritmus SSAHA a provedeno jeho otestování na datech z platformy Roche 454. Výsledky ukazují, že vyhledávání dosahuje velmi krátkých časů hashování a vyhledávání, především při použití delších k -merů.

REFERENCE

- [1] PEREYRA, Florencia *et al.* The major genetic determinants of HIV-1 control affect HLA class I peptide presentation. *Science*, 2010, 1551–1557.
- [2] NING, Zemin; COX, Anthony J.; MULLIKIN, James C. SSAHA: a fast search method for large DNA databases. *Genome research*, 2001, 11.10: 1725-1729.

THE USE OF THERMOGRAPHY IN ENDOVASCULAR SURGERIES

Ondřej Kyjovský

Bachelor Degree Programme (3.ročník) FEEC BUT

E-mail: xkyjov02@vutbr.cz

Supervised by: Jiří Rozman

E-mail: rozman@feec.vutbr.cz

Abstract: This article deals with the use of thermography as a support diagnostic method for the treatment of varicose veins. The principle of IRT involves the detection of infrared radiation. The main objective of the study was to compare how the temperature varies during the scanning procedure for RFA and EVLT, as well as the changing temperature of the surface of the skin before surgery and after surgery.

Keywords: thermography, radiofrequency ablation, endovenous laser ablation

1 ÚVOD

Zobrazení pomocí IR termografie slouží ke grafickému znázornění rozložení teploty sledovaného objektu. V současnosti se termografie v medicíně využívá především jako podpůrná diagnostická metoda. Předností termografie je její neinvazivnost. V dnešní době se varixy dají léčit pomocí termoablací, což je pro pacienta nesmírná výhoda, jelikož zákroky se provádějí ambulantně s velmi krátkou dobou rekonvalescence. V této práci jsou popsány dvě metody termoablací, a to konkrétně radiofrekvenční ablace a endovaskulární laserová ablace. Měření byla provedena na 20 pacientech. Předpokladem této práce je, že laserová ablace by měla dosáhnout lepších výsledků. Dalším cílem je možnost využití termokamery během zákroku, který se provádí tepelnou energií. Tato práce je součástí bakalářské práce, tím pádem jsou zde uvedeny jen předpokládané řešení a výsledky.

2 METODY LÉČBY

Radiofrekvenční ablace (dále RFA). Je minimálně invazivní výkon, při kterém se nitrožilně uzavírá povrchový žilní kmen pomocí bipolární elektrody, která se zavede malou rankou v blízkosti kolene do VSM (vena saphena magna). Při aplikaci energie se elektroda pomalu vytahuje, a přitom dochází ke smrštění a uzavěru žilního kmene přesnou dávkou tepelné energie o teplotě v rozsahu 70-100°C. Přímý kontakt bipolární elektrody s endotelem umožňuje vedení radiofrekvenčního proudu mezi dvěma jinak izolovanými póly. Během lokálního ohřevu žilní stěna dehydratuje a zvyšuje se impedance tkáně vzhledem k dalšímu RF proudu. Před samotným zákrokem se provádí tzv. tumescence. Pod ultrazvukovou kontrolou se infiltuje okolí žíly roztokem anestetika, tím se chrání před tepelným poškozením a zároveň se žilní kmen zúží. To způsobí i ochlazení pokožky, tudíž by neměly být patrné teplotní změny během zákroku.

Základním principem léčby endovenózní laserové ablace (dále EVLT) je přeměna energie světelného paprsku v tepelnou energii, způsobující přehřátí přilehlé části žilní stěny a narušení kolagenních vláken při zachování nepoškozených okolních struktur. Výsledným efektem je kontrakce až úplné zatažení žíly. V současné době vyzařují generátory světlo o vlnových délkách blízké IR spektrální oblasti od 810 nm po 1470 nm. V našem případě se pracovalo s generátorem o vlnové délce 1470 nm. EVLT se musí provádět pod lokální anestezii. Tekutina je použita jako chladící médium, aby nedošlo k popálení okolních tkání. Na začátku se žíla napíchne v oblasti distální insuficience a vodící vlákno je zavedeno do žíly. Konec katetru se zavede k samotné saféno-femorální nebo saféno-popliteální

junkci. Energie je z katetru postupně aplikována po celé délce nedomykavého úseku safény, čímž je dosaženo fibrózní retrakce žíly a její obliterace.

3 TERMOGRAFIE

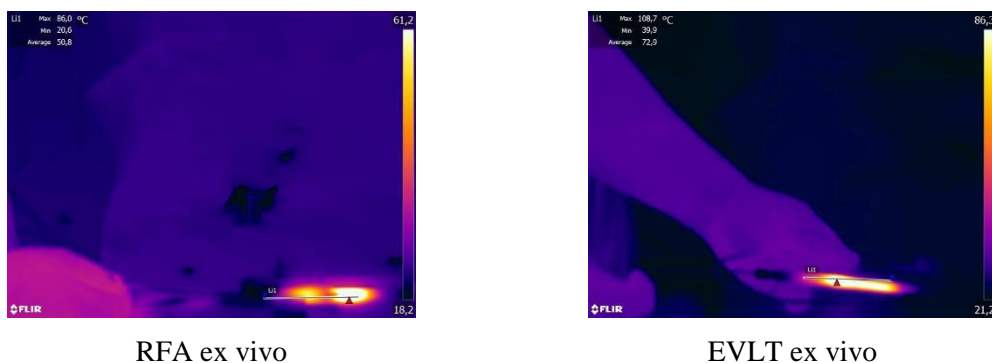
Bezkontaktní měření teploty detekuje IR záření o vlnových délkách v rozsahu 0,7 až 14 μm pomocí vhodných optických členů na detektor, kde se záření převede na elektrický signál. K detekci IR záření se používají termokamery. Způsob záznamu je obdobný jako u přístrojů, který používáme v běžném životě (fotoaparát, kamera). Dodržování správného používání a nastavení termokamery je z hlediska správných závěrů nejdůležitějším aspektem. Výsledný termogram je ovlivněn řadou faktorů. Neexistuje však všeobecně platný správný postup, neboť ten závisí na měřeném objektu a okolnostech měření jako např. okolní teplota, vlhkost, intenzitu proudění vzduchu, přítomnost výrazných tepelných zářičů apod. Pro stanovení povrchové teploty byl odvozen vztah:

$$T = \sqrt[4]{\frac{q_{ck} + T_{pr}^4 - (1 - \varepsilon) \cdot T_{od}^4}{\varepsilon}}, \quad (1)$$

kde q_{ck} , je součet hustoty tepelných toků mezi termografickým zařízením a pozorovaným, ε je emisivita ε povrchu měřeného objektu, T_{pr} je teplota termografické techniky a T_{od} je odražená teplota z okolí.

4 VÝSLEDKY

Experimentálně jsme zjistili, že na spálení žíly o průměru 6 mm a délce 10 cm pomocí vysokofrekvenčního aplikátoru při maximální teplotě 86 °C je potřeba 317 sekund. Kdežto u metody EVLT, kde pálení žíly probíhá pomocí laseru trval výkon 84 sekund, jelikož maximální teplota, kterou jsme žílu pálili dosahovala 108,7 °C, viz Obr.4.1. Teplotní i časové hodnoty odpovídají teoretickým předpokladům. Experiment byl prováděn ex vivo na modelu žíly naplněného tekutinou podobné krvi.



Obrázek 4.1:

Cílem práce bylo zjistit, jestli jsou termoablační metody bezpečné pro okolní tkáň v porovnání RFA a EVLT. Dalším cílem bylo zjistit, k jakým teplotním změnám na povrchu kůže dojde před zákrokem a po zákroku. Měření byla prováděna před zákrokem, v průběhu zákroku, ihned po zákroku a poté s týdenním odstupem, na kterých by mohly být patrné nežádoucí záněty, viz Obr 4.2. Jak je z obrázku patrné, tak termoablační metody jsou velice šetrné. Díky tumescenci dojde k ochlazení okolní tkáně o 10 °C a není patrná vysoká povrchová teplota, jak tomu bylo u experimentu. Po týdenní kontrole je povrchová teplota srovnatelná jako před zákrokem. Měření se prováděla na předpokládaném průběhu cévy, který byl stanoven pomocí ultrazvukového zobrazení. V programu FLIR Tools je tato oblast vyznačena lomenou čarou, na které se snímá maximální a průměrná teplota. V programu FLIR Tools je možno zadat veškeré parametry jako je emisivita, okolní teplota, vlhkost apod. Teplotní změny jsou zaznamenány v levém horním rohu termogramu. V bakalářské práci budou teplotní změny zpracovány v programovém prostředí MATLAB pomocí příkazu imregister, který je založen

na lícování obrazů. Zpracované obrazy budou konzultovány s cévním chirurgem a okomentovány, k jakým změnám v průběhu zákroku došlo.



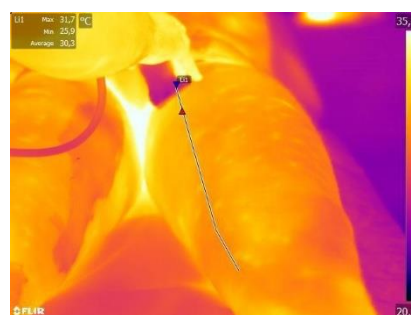
Před zákrokem



V průběhu zákroku



Ihned po zákroku



Týdenní kontrola

Obrázek 4.2:

5 ZÁVĚR

Termoablační metody jsou z hlediska bezpečnosti zákroku srovnatelné, jelikož díky tumescenci dojde k ochraně okolní tkáně a povrchová teplota se v obou případech pohybuje v rozsahu od 24-26 °C. Zánětlivé reakce se neobjevily ani v jednom z případů, tudíž i v tomto ohledu jsou metody srovnatelné. Co se však týče komfortnosti pacienta je laserová metoda lepší, protože samotný zákrok trvá až 4krát kratší dobu. Hlavní výhodou je menší pravděpodobnost odeznění účinku tumescence, a tím se snižuje riziko popálení okolní tkáně. Termokameru je možno využít pro sledování zákroku a předejít popálení okolní tkáně nebo jako podpůrný diagnostický přístroj k ultrazvukovému zobrazení.

REFERENCE (ANGLICKY = REFERENCES)

- [1] Hnátek L, Radiofrekvenční ablace - součást protokolu péče o pacienty s chronickou bérceovou ulcerací žilní etiologie, Brno: Masarykova univerzita, 2012, Dizertační práce
- [2] Sroka R., Weick K., Sadeghi-Azandaryani M., Steckmeier B, Georg Schmedt C., Endovenous laser therapy – application studies and latest investigations, Journal of BIOTHONICS, 2010, Volume 3, Issue 5-6, June 2010, Pages 269–276
- [3] Staffa E, Bezkontaktní termografie dolních končetin, Brno: Masarykova univerzita, 2016, Dizertační práce

Bakalářské projekty

Elektronika a komunikace,
Komunikační technologie
a informační bezpečnost,
Silnoproudá elektrotechnika a
elektroenergetika

COEXISTENCE OF LTE AND WLAN IN THE ISM BAND

Michal Mikláš

Bachelor Degree Programme (3), FEEC BUT

E-mail: xmikla09@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Ladislav Polák

E-mail: polakl@feec.vutbr.cz

Abstract: This paper deals with definition, description and measurement of coexistence scenarios, which can occur between LTE and IEEE 802.11g wireless communication systems in the ISM 2.4 GHz band. There are defined common RF frequency bands for both systems and coexistence scenarios which can arise between them. An appropriate measurement workplace and setup is proposed to measure the interaction between LTE and IEEE 802.11g. The rightness of the proposed measurement setup is verified by experimental laboratory measurements.

Keywords: LTE, WLAN, Wi-Fi, 5G, ISM band, coexistence, RF measurement, EVM

1. ÚVOD

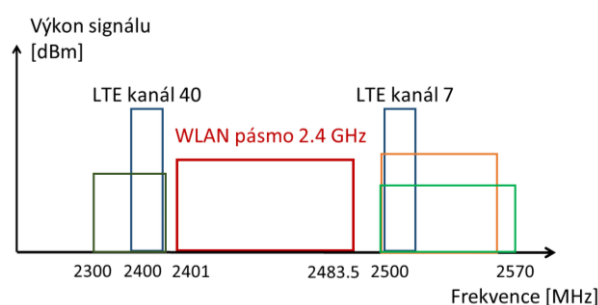
V dnešní době se rapidně zvyšuje počet zařízení využívající různé technologie pro bezdrátovou komunikaci ve stejných nebo přilehlých radiofrekvenčních (RF) pásmech [1]. Následkem toho se pak mohou RF signály z jednotlivých systémů vzájemně rušit. Tento příspěvek se zaměřuje na rozbor, popis a měření koexistenčních scénářů, které mohou nastat mezi mobilním systémem Long Term Evolution (LTE) a bezdrátovými komunikačními systémy Wireless Local Area Network (WLAN), známými jako Wireless Fidelity (Wi-Fi), které jsou provozovány v bezlicenčním pásmu Industrial, Scientific and Medical (ISM). Tento příspěvek prezentuje výsledky z laboratorních měření vzájemné koexistence mezi systémem LTE a IEEE 802.11g (Wi-Fi).

2. KOEXISTENCE MEZI LTE A WLAN

Koexistence mezi systémy LTE a WLAN má zásadní vliv na jejich výkonnost a kvalitu poskytovaných služeb. Koexistence může vzniknout jak při šíření RF signálů komunikačním prostředím, tak mezi jednotlivými anténami daných zařízení, obsahující funkční bloky pro příjem a zpracování různých RF signálů. Jelikož uvažovaná RF pásma obou systémů jsou blízko vedle sebe, je třeba určit, do jaké míry se oba systémy vzájemně ovlivňují. Následkem toho lze definovat tzv. koexistenční scénáře, popisující vzájemné odstupy RF spekter LTE a WLAN. V zásadě lze rozlišit tři základní typy scénářů: nepřekrývající, částečně přerývající a vzájemně se překrývající RF spektra. Podle současného kmitočtového plánu má právě první scénář vyšší pravděpodobnost výskytu.

V České republice jsou pro LTE vyčleněny frekvence 800 MHz, 900 MHz, 1800 MHz, 2100 MHz a 2600 MHz [2]. Aby bylo možné proměřit koexistenční scénář vzájemně se nepřekrývajících RF spekter je zapotřebí uvažovat RF pásma LTE, které přímo sousedí s WLAN v pásmu ISM 2.4 GHz [1]. Výsledná koexistence tak může vzniknout mezi LTE kanálem č. 40 případně č. 7 a WLAN 2.4 GHz jak je to znázorněno na Obrázku 1.

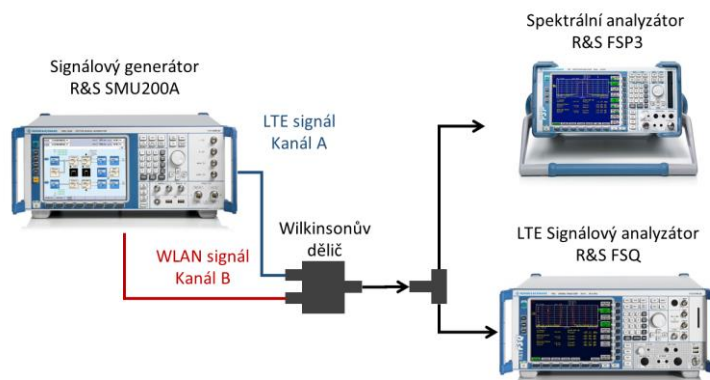
Koexistenční scénář vzájemného spektrálního překrytí signálů (tzv. Full and Partial Overlapping [3]) LTE a WLAN nastává pouze v teoretické rovině. Ovšem je třeba dodat, že kvůli velkému počtu bezdrátových komunikačních systémů se postupně snížil počet nevyužitých RF pásem a s příchodem nové páté generace mobilních sítí (5G) by mohla být využita také výraznější část ISM pásma pro poskytování LTE služeb [1].



Obrázek 1: Koexistenční scénáře vzájemně se nepřekrývajících spekter LTE a WLAN.

2.1. MĚŘENÍ KOEXISTENCE MEZI LTE (DOWNLINK) A WLAN (IEEE 802.11G)

Pro proměření koexistenčního scénáře vzájemně se nepřekrývajících RF spekter LTE kanálu 40 a WLAN IEEE 802.11g bylo navrženo a realizováno měřicí pracoviště. Měření bylo realizováno v laboratorních podmínkách za použitím přístrojů pro generování (Rohde & Schwarz (R&S) SMU200A) a analýzu (R&S FSQ a R&S FSP3) RF signálů obou systémů. Navržené zapojení je zobrazeno na Obrázku 2. Vygenerované a RF modulované signály LTE a WLAN jsou sloučeny pomocí Wilkinsonova děliče. Kvůli současnému měření rušení (R&S FSQ) LTE signálu a zobrazení vzájemného frekvenčního odstupu v RF pásmu (R&S FSP3) tzv. Guard Band (GB) [3], je signál rozdělen rozbočovačem.



Obrázek 2: Blokové schéma - měření koexistence mezi LTE a WLAN.

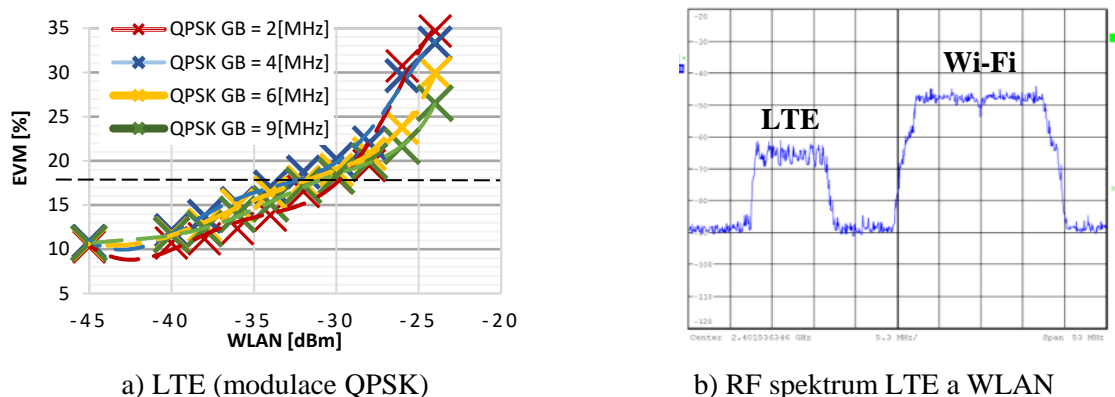
Souhrn všech systémových parametrů LTE a WLAN IEEE 802.11g lze vidět v Tabulce 1. Během měření s definovaným krokem je postupně přeladován střední kmitočet LTE od 2395 MHz do 2388 MHz. Výkonová úroveň signálu LTE je po celou dobu měření konstantní, zatímco úroveň signálu WLAN je pro každý střední kmitočet LTE po krocích zvyšována až do výpadku signálu LTE. Velikost rušení LTE se signálem WLAN v závislosti na výkonu udává parametr určující kvalitu digitálně modulovaného signálu Error Vector Magnitude (EVM) [1], který vyjadřuje vektor chyby vztahený k určitému bodu konstelačního diagramu.

LTE kanál		WLAN (IEEE 802.11g)	
Parametr	Hodnota	Parametr	Hodnota
Šířka pásma	10 MHz	Šířka kanálu	20 MHz
Provozní mód	FDD	Vysílací schéma	OFDM
Vysílací výkon	-60 dBm	Vysílací výkon	(-50 ÷ -20) dBm
Modulace	QPSK, 16QAM	Modulace	64QAM
Střední frekvence	(2380÷2395) MHz	Střední frekvence	2412 MHz
Kódový poměr	1/3 (Turbo)	Přenosová rychlost	54 Mb/s
Ochranný interval	4,7μs		
Počet RB bloků	50		

Tabulka 1: Systémové parametry signálů LTE a WLAN (IEEE 802.11g)

2.2. VYHODNOCENÍ EXPERIMENTÁLNÍHO MĚŘENÍ

Na Obrázku 3a) je zobrazena vliv (rušení) WLAN signálu na signál LTE (QPSK modulace) při různých GB. Je vidět, že s rostoucím GB (4, 6 a 9 MHz) je pro překročení hranice chybovosti (znázorněno čárkovaně) EVM [1] (QPSK 17,5%) potřeba větší výkon rušícího signálu WLAN. Největší rušení je předpokládáno při GB = 2 MHz, což během měření bylo potvrzeno. Z výsledků měření je patrné, že vzájemný frekvenční odstup mezi oběma systémy (parametr GB) hraje značnou roli a má zásadní vliv na kvalitu přijatého LTE signálu při uvažovaných systémových parametrech a výkonu signálu WLAN. RF spektrum zkoumaného koexistenčního scénáře je zachyceno na Obrázku 3b), při parametrech Span= 53 MHz, ResBW=300 kHz a VideoBW=10 MHz.



Obrázek 3: Závislost parametru EVM signálu LTE na úrovni WLAN signálu pro různé GB.

3. ZÁVĚR

V tomto článku byly prezentovány možné koexistenční scénáře mezi bezdrátovými komunikačními systémy LTE a WLAN (IEEE 802.11g) včetně návrhu měřicího pracoviště a ověřením funkčnosti jeho zapojení. Výsledky poukazují na nežádoucí rušení mezi systémy LTE a WLAN, které v závislosti na frekvenčním odstupu (tzv. GB), výkonové úrovni obou signálů a typu modulace mohou vést k částečné nebo úplné degradaci LTE signálu.

PODĚKOVÁNÍ

Tento příspěvek vznikl za podpory grantu FEKT-S-17-4426. Výzkum popsany 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.

REFERENCE

- [1] Milos, J. et al. Measurement Setup for Evaluation the Coexistence between LTE Downlink and WLAN Networks. In: CSNDSP 2016 - International Symposium on Communication Systems, Networks and Digital Signal Processing, Prague, Czech Republic, 2016, p. 1-4.
- [2] Veřejné širokopásmové mobilní sítě. Český telekomunikační úřad [online]. Praha, 2013 [cit. 2016-11-17]. Dostupné z: <http://lte.ctu.cz/>
- [3] Martínez-Pinzón, G. et. al. Spectrum Sharing for LTE-A and DTT: Field Trials of an Indoor LTE-A Femtocell in DVB-T2 service area. *IEEE Transactions on Broadcasting*, vol. 62, no. 3, p. 552-561, Sept. 2016.

HUMAN BRAIN AND IT'S MODELING

Pavel Zelenka

Bachelor Degree Programme (3), FEEC BUT

E-mail: xzelen16@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Zbyněk Raida

E-mail: raida@feec.vutbr.cz

Abstract: The project deals with the development of a computer model of human brain. The model is used in the simulation program CST STUDIO SUITE 2015 to show the distribution of electromagnetic waves. The outputs of simulations should help us with a better understanding of electromagnetic field behavior inside the brain. In real life, the model will be used for the verification of methods localizing source currents in the brain.

Keywords: Human brain, electromagnetic field, full-wave solver, CST STUDIO SUITE 2015, brain waves

1 ÚVOD

Tento projekt se zabývá problematikou modelování elektromagnetického pole v živých tkáních. Cílem je vytvoření počítačového modelu lidského mozku, ve kterém simulujeme mozkovou aktivitu pomocí umělého zdroje EM vln. Na něm poté zkoumáme využití netradičního full-wave přístupu. Důvodem je zjistit, zda nabízí lepší možnosti oproti běžným kvazi-statickým solverům, zejména se zaměřujeme na přesnost a rychlost výpočtu a funkčnost tohoto přístupu tam, kde kvazi-statické solvery selhávají. Modely jsou vytvořeny v programu CST STUDIO SUITE 2015.

2 TEORIE

2.1 SIMULACE ELEKTROMAGNETICKÝCH VLN MOZKU

K simulaci elektromagnetických vln se nejčastěji používá kvazi-statický přístup. Důvodem je možnost simulovat problémy s nízkými frekvencemi, např. mozkových vln s frekvencí 0,1-100 Hz [1]. Z těchto solverů však můžeme dostat řešení pouze v jednom, či velmi krátkém časovém okamžiku [2]. K simulování mozkových vln v tomto projektu je použit jiný, tzv. vlnový (full-wave) přístup. Jeho výhodou je, že lze řešit problémy dynamicky a výsledkem je řešení v čase proměnné. Vysoká dynamika řešeného problému je však zároveň podmínkou použití těchto solverů. V případě nízkých frekvencí totiž řešení Maxwellových rovnic přestává konvergovat ke správnému výsledku (tzv. low-frequency breakdown [1]). V případě použití vlnového přístupu musíme tedy parametry tkání (permitivitu ϵ_r) upravit, aby je bylo možné simulovat při vyšších frekvencích. K této úpravě slouží vzorec č. 1 [1]:

$$\epsilon_{r_{sc}} = \epsilon_r \cdot \frac{f}{f_{sc}} \quad (1)$$

kde ϵ_r je relativní permitivita, $\epsilon_{r_{sc}}$ je upravená permitivita, f je frekvence reálného problému a f_{sc} je frekvence použitá při simulaci. Při této úpravě zůstanou poměry jednotlivých parametrů mezi sousedními body (tkáněmi) nezměněny. Proto pokud reverzním způsobem dle vzorce č. 2 přepočítáme získané hodnoty EM pole na skutečnou frekvenci daného problému, odpovídají nasimulované hodnoty těm skutečným [1].

$$Ex = Ex_{sc} \cdot \frac{f_{sc}}{f} \quad (2)$$

kde E_x je elektrická intenzita skutečná a $E_{x_{sc}}$ je elektrická intenzita nasimulovaná.

3 SIMULAČNÍ MODELY

V této práci byly vytvořeny dva modely: zjednodušený a tzv. volume pixel (voxel) model lidské hlavy.

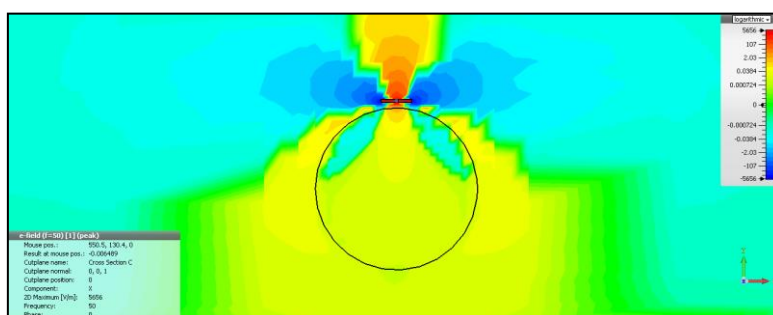
Zjednodušený model je tvořen koulí o poloměru $r = 120$ mm s parametry svalové tkáně, konkrétně: $\epsilon_r = 77,063$, $\mu_r = 1$, $\sigma = 0,67808$ S/m pro frekvenci simulace 50 MHz [3]. Jako budič EM pole byl použit malý dipól s rozměry $l = 45$ mm, $r = 2,5$ mm a mezerou mezi rameny $h = 5$ mm umístěný 10 mm od povrchu koule [1]. Mezi ramena dipólu byl umístěn budící port s impedancí 50Ω .

Podrobnější model se skládá z voxelového modelu lidské hlavy, do kterého byl umístěn stejný budící dipól jako v předchozím případě a frekvence simulace byla zvýšena na 430 MHz, což urychlí výpočet se zanedbatelnou odchylkou oproti nižší frekvenci.

4 VÝSLEDKY

4.1 ZJEDNODUŠENÝ MODEL

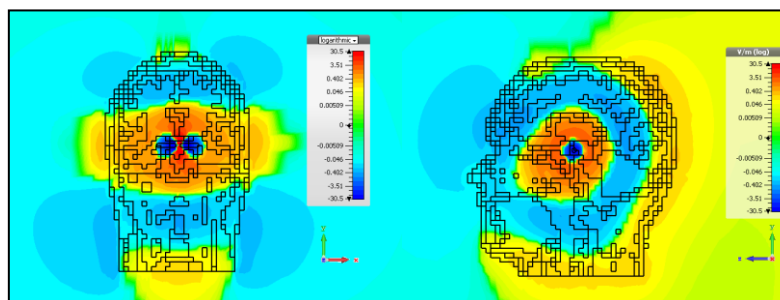
Cílem tohoto modelu bylo ověřit postupy a výsledky uvedené v referenční literatuře [1]. Na obrázku 1 můžeme vidět výslednou elektrickou složku E_x vypočteného EM pole. Na obrázcích lze pozorovat ovlivnění signálu produkovaného dipólem při průniku do koule. Dochází také k částečnému rozptýření pole na povrchu hlavy a těsně pod ním. Hodnoty pole ve středu koule jsou po přepočtu na 50 Hz zobrazeny v tabulce 1.



Obrázek 1: Elektrická složka E_x zjednodušeného modelu

4.2 VOXELOVÝ MODEL LIDSKÉ HLAVY

Tento model byl použit pro zjištění, zda je chování EM vln ve zjednodušené simulaci stejné jako v reálném mozku. Na obrázku 2 můžeme sledovat, že se pole chová stejně, jako ve zjednodušeném modelu a dochází tedy k rozptýření pole těsně pod i nad povrchem hlavy. Můžeme pozorovat poměrně velký vliv různých tkání na nerovnoměrnou rychlost šíření vln. V rámci oblasti mozku se však vlny šíří vcelku rovnoměrně. Hodnoty pole na povrchu hlavy jsou zobrazeny v tabulce 1.



Obrázek 2: Elektrická složka E_x voxelového modelu (zepředu / z boku)

	Ex		Hy	
	Amplituda (nV/m)	Fáze (rad)	Amplituda (pV/m)	Fáze (rad)
Převzaté z [1]	163,9	-1,9	65,6	1,6
Zjednodušený	9,7	0,9	2,1	0,8
Voxel	42,4	1,5	88,9	3,0

Tabulka 1: Srovnání vypočtených hodnot obou modelů s referenční literaturou

Z tabulky 1 lze vidět, že hodnoty obou modelů řádově odpovídají referenčním hodnotám. Odchylky jsou způsobeny jak buzením dipólu, které nebylo v referenčním článku definováno, tak i použitím jiného výpočetního softwaru a záměrným snížením přesnosti výpočetní mřížky z důvodu zrychlení a zjednodušení simulace.

5 ZÁVĚR

Výsledky simulace zjednodušeného modelu byly porovnány s referenční literaturou [1] (viz tabulka 1). Naše hodnoty řádově odpovídají referenčnímu článku, čímž jsme ověřili správnou funkci full-wave přístupu.

Z výsledků simulace voxelového modelu jsme mohli udělat závěr, že EM pole se chová stejně jako ve zjednodušeném modelu a byla tedy ověřena možnost reálného využití full-wave přístupu v této problematice. Doba simulace voxelového modelu o 370 000 buňkách se pohybovala v rozmezí 5-10 minut.

Výsledky tohoto projektu by v budoucnu mohly napomoci k simulování elektromagnetického pole v lidské hlavě na základě dat získaných např. pomocí EEG, aniž bychom fyzicky zasahovali do mozku a zároveň nebyli omezení schopnostmi reálného měření místa vzniku a intenzity toho pole.

PODĚKOVÁNÍ

Rád bych poděkoval prof. Dr. Ing. Zbyňkovi Raidovi za jeho vedení a cenné rady při tvorbě tohoto projektu.

REFERENCE

- [1] JAIN, Sidharath, Raj MITTRA a Joe WIART. 2015. FULL WAVE MODELING OF BRAIN WAVES AS ELECTROMAGNETIC WAVES (InvitedPaper). Progress In ElectromagneticsResearch [online]. 151, 95-107 [cit. 2016-11-29]. DOI: 10.2528/PIER15011404. ISSN 15598985. Dostupné z: <http://www.jpier.org/PIER/pier.php?paper=15011404>
- [2] HALLEZ, Hans, Bart VANRUMSTE, Roberta GRECH, et al. Review on solving the forward problem in EEG source analysis. *Journal of NeuroEngineering and Rehabilitation* [online]. 2007, 4(1), 46- [cit. 2017-03-27]. DOI: 10.1186/1743-0003-4-46. ISSN 17430003. Dostupné z: <http://jneuroengrehab.biomedcentral.com/articles/10.1186/1743-0003-4-46>
- [3] DielectricPropertiesof Body Tissues: Output data. 1997. DielectricPropertiesof Body Tissues: Output data [online]. Florence (Italy): IFAC-CNR [cit. 2016-12-12]. Dostupné z: <http://niremf.ifac.cnr.it/tissprop/htmlclie/uniquery.php?func=atsffun&freq=50000000&tiss=&outform=disphtm&tisname=on&frequen=on&conduct=on&permitt=on&losstan=on&wavelen=on&pendept=on&freq1=50000000&tissue2=Air&frqbeg=10&frqend=100e9&linstep=100&mode=log&logstep=5&tissue3=Air&freq3=1000000>

WIRELESS IR SENSOR FOR AREA INVASION DETECTION

Lukáš Suchý

Bachelor Degree Programme (3), FEEC BUT

E-mail: xsuchy12@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Jaromír Kolouch

E-mail: kolouch@feec.vutbr.cz

Abstract: The presented thesis describes the security system design that monitors the motion of persons in a guarded area. It contains a central unit to which several wireless sensors are connected. The central unit collects data from sensors and in case of violation of the guarded area sends a message to the system user. The GSM/GPRS network is used for communication with the user.

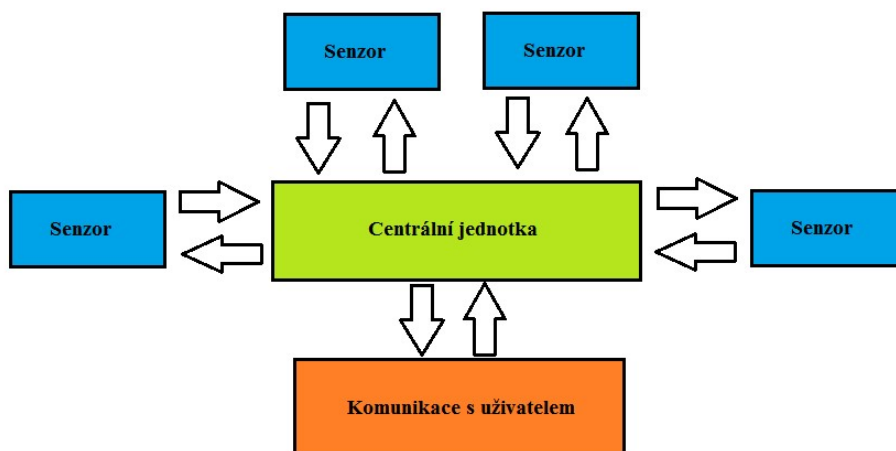
Keywords: PIR, SI4432, GSM, GPRS, ATmega328P, AVR, DRF4432F20, power consumption, security of IR sensor, wireless sensor, detection of space disruption

1. ÚVOD

Tématem projektu je ochrana prostoru, ať už se jedná o využití venkovní či vnitřní. Cílem bylo navrhnout a následně realizovat zabezpečovací systém s centrální jednotkou, na kterou je připojeno několik bezdrátových čidel. Centrální jednotka shromažďuje data z jednotlivých senzorů a v případě, že vyhodnotí narušení prostoru, informuje majitele zabezpečeného prostoru. Dále jednotka dostává informace o senzorech, ať už se jedná o stav baterie, teplotu či případné poškození. K informacím má uživatel stálý přístup, pro komunikaci uživatele s centrální jednotkou je využita GSM a GPRS síť.

2. KONCEPCE

Klíčovou myšlenkou realizace je zabezpečení libovolného prostoru. Maximální plocha pro rozmístění senzorů je dána dosahem čidel, který je na volném prostoru 1000 metrů. Celý systém je realizován na dvě části. První částí je centrální jednotka a druhou senzory. Každý z těchto bloků je zvlášť zapouzdřen. Komunikace mezi senzory a centrální jednotkou je zajištěna bezdrátovými moduly, které obsahují čip SI4432.



Obrázek 1: Blokové schéma

3. BEZDRÁTOVÝ SENZOR

Senzory mají za úkol komunikovat s centrální jednotkou. Zde je kladen důraz na spotřebu a to z důvodu napájení bateriemi. Zde využíváme úsporné módy mikroprocesoru a bezdrátového modulu. V níže uvedených podkapitolách jsou uvedeny principy a realizace samotných bloků, které tvoří dohromady senzor.



Obrázek 2: Prototyp senzoru na nepřívěsném poli

3.1. PIR DETEKTOR

Základem senzoru je PIR detektor. Pro tuto konstrukci jsem vybral PIR senzor HC-SR501. Maximální detekční vzdálenost tohoto senzoru je 10 metrů. Dalším klíčovým parametrem je spotřeba 50 μ A. K samotné funkci, pokud senzor zaznamená pohyb na výstupu se objeví 3,3 V/HIGH.

3.2. ATMEGA328P

Celé zařízení jsem otestoval na platformě Arduino, která obsahuje výše zmíněný procesor. Mikroprocesor má malou spotřebu a široký rozsah napájecího napětí, takže může být napájen přímo z baterie.

3.3. BEZDRÁTOVÝ MODUL DFR4432F20

Jedná se o rádiový modul, který obsahuje integrovaný obvod SI4432. Dosah modulu uváděný výrobcem je až 1500 metrů na volném prostranství.

Pro nás je důležitá možnost modulu přejít do úsporného módu, kdy je spotřeba skoro zanedbatelných 15 nA.

3.4. BATERIE A STABILIZÁTOR NAPĚTÍ

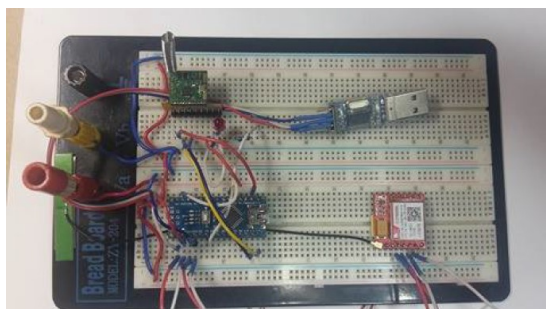
Důležitým požadavkem je dlouhodobá výdrž baterie a tedy nízké samovybití. V navrženém zařízení jsou použity články Li-ion, v úvahu připadají také články Li-pol. Napětí je stabilizováno na hodnotu 2.5 V stabilizátorem MCP1700.

3.5. ENERGETICKÁ BILANCE

Na baterii o kapacitě 3300 mAh by vydržel senzor běžet více než 7 let. Ovšem nelze předpokládat, že senzor bude neustále v úsporném módu. Pokud bude senzor odesílat paket každých 7,5 minut, je třeba použít baterii s 3x větší kapacitou, nebo snížit nároky na výdrž baterie. Senzor by tedy vydržel při běžném provozu běžet na baterii o kapacitě 3300 mAh asi 850 dní.

4. CENTRÁLNÍ JEDNOTKA

Jádrum této jednotky je opět mikroprocesor ATmega328P. Jednotka obsahuje modul DFR4432F20, který zajišťuje sběr dat z jednotlivých senzorů. Komunikace uživatele s centrální jednotkou v síti GSM/GPRS zajišťuje síťový modul SIM800L. U centrální jednotky již příliš nezáleží na spotřebě, protože je napájena ze síťového adaptéru.



Obrázek 3: Prototyp centrální jednotky na nepájivém poli

4.1. WEBOVÉ ROZHRAŇÍ

Celý systém je konstruován tak, aby bylo možné sledovat neustále stav jednotlivých senzorů pomocí běžného webového prohlížeče. Informace jsou sesbírány z jednotlivých senzorů a uloženy do interní EEPROM paměti a odeslány na webový server, kde jsou uživateli k dispozici.

4.2. OBSLUHA GSM

Pokud není možné pozorovat stav zabezpečení přes internet, využijeme ke komunikaci s centrální jednotkou mobilní telefon. Pomocí SMS se lze dotazovat na stav zabezpečení.

5. ZÁVĚR

Tento článek popisuje postup návrhu a následnou realizaci elektronického zabezpečovacího systému. Ten se skládá ze dvou částí: z centrální jednotky a z jednotlivých senzorů jejichž počet je omezen pouze velikostí zásobníku.

V současné době jsou všechny části zabezpečovacího systému jak senzory, tak centrální jednotka oživeny a probíhá odladění softwarové části. Souběžně probíhá testování celého zařízení v praxi.

PODĚKOVÁNÍ

Děkuji doc. Ing. Jaromíru Kolouchovi za pedagogickou pomoc a mnoho dalších cenných rad. Tímto také děkuji Ing. Ondřeji Pavelkovi z firmy Honeywell za možnost odborné konzultace.

REFERENCE

- [1] Atmel. Atmel-8271J-AVR- ATmega. datasheet.[online]. 11.2015. [cit. 201605-18].
Dostupné z: <http://www.atmel.com/images/atmel-8271-8-bit-avr-microcontroller>
- [2] Silicon Laboratories. Si4430/31/32 ISM TRANSCEIVER. [online]. 10.2010. [cit. 2016-05-18].
Dostupné z:
<https://www.silabs.com/Support Documents/TechnicalDocs/Si4430-31-32.pdf>
- [3] MANN, Burkhard. *C pro mikrokontroléry*. Praha: BEN - technická literatura, 2003. μ C & praxe. ISBN 80-7300-077-6.

DESIGN AND EXPERIMENTAL VERIFICATION OF MESH TYPE RADIO NETWORK FOR NON-LICENSED BAND

Martin Váňa

Bachelor Degree Programme (3), FEEC BUT

E-mail: xvanam01@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Radek Fujdiak

E-mail: fujdiak@feec.vutbr.cz

Abstract: With growing penetration of Internet, people are trying to find new ways of how to use it for better comfort of themselves. One of the new ways of using the Internet are IoT technologies, which are connecting our cars, our houses and our cities. This paper focuses on designing and experimental verification of such IoT, wireless, MESH technology. There are many solutions on the market for this purpose, but this paper is focused on IQRF technology. It elaborates theoretical basis for IQRF and simple design of topology. The main output is to have the topology tested in real life conditions and to verify the theoretical data plus make first evaluation of the possibilities of IQRF.

Keywords: IQRF, IoT, MESH, Cloud

1 ÚVOD

S rozšiřujícím se Internetem do všech domácností a mobilních zařízení v posledních letech se začal vývoj ubírat novým směrem. Tento nový směr reprezentuje IoT neboli Internet of Things (Internet věcí). Tento obor se začal rychle rozvíjet. Za použití nejmodernějších technologií v cloudu¹ a radiovém prostředí se začalo objevovat mnoho nových řešení pro chytrou domácnost, chytrá města, auta atd. V příštích letech je očekáván nárůst těchto zařízení až na 20 miliard². Cílem této práce bylo ověřit vlastnosti jedné z těchto technologií a vytvořit základní topologii. Tuto topologii pak ověřit v různých aplikačních scénářích a vyhodnotit tak její vhodnost pro využití v IoT.

2 IQRF

Jako vhodná technologie pro splnění tohoto zadání bylo zvoleno IQRF. IQRF je kompletní řešení pro bezdrátovou komunikaci s využitím cloudu a zaměřené na IoT. Platforma je navržena pro nízko-rychlostní, nízkoenergetický a nízko-objemový datový přenos. Společnost vyvíjející IQRF, MicroRisc, je česká společnost založená v roce 1991. Základy IQRF byly pak položeny v roce 2004. Jedná se o proprietární technologii pracující v sub-gigahertzovém ISM pásmu 868 MHz nebo 916 MHz. Hlavní součásti komunikačního řetězce IQRF jsou: cloud (server), brána, modul a koncová zařízení různých výrobců.

Nosná myšlenka za touto technologií bylo vyvinout jednoduchou, ale spolehlivou platformu využívající MESH topologie. Byly zde zaimplementovány různé prvky pro komunikaci mezi moduly a samotné směrování. Pro směrování se využívá IQMESH protokol³, ten je obsažený v IQRF operačním systému, který se nachází na každém modulu a bráně pracující pod IQRF. Podporuje

240 zařízení v jedné síti a pod-síťování, což zvedá počet modulů v síti na prakticky neomezeno.

¹ Podrobné informace o cloudu viz <http://www.iqrf.org/technology/iqrf-cloud>

² Podrobné informace o tomto odhadu viz <http://www.gartner.com/newsroom/id/3165317>

³ Podrobné informace o IQMESH protokolu viz <http://www.iqrf.org/technology/iqmesh>

Druhý protokol se nazývá DPA tedy Direct Peripheral Access⁴ pomocí něho se získávají cenné informace z modulů v topologii nebo se naopak provádí příkazy. Je taktéž nedílnou součástí IQRF prostředí a díky tomuto protokolu je jednoduché celou IQRF síť implementovat. Nahrazuje totiž jakékoli programování potřebné pro sběr dat či různé jiné aktivity. Místo toho je zde vše již předpřipraveno a uživatel může přejít rovnou k implementaci vlastního řešení. Samozřejmě není povinnost tento protokol využít a je zde možnost si napsat vlastní aplikaci pro různé požadavky uživatele. Tyto vlastnosti dělají z IQRF poměrně zajímavou možností pro nasazení do IoT.

3 NAVRŽENÁ TOPOLOGIE

Základní navržená topologie vypadá takto: viz Obrázek 1. V této topologii je jako koncové zařízení použit vývojářský kit DK-EVAL-04A⁵, jenž v sobě obsahuje 400 mAh baterii, která poskytuje napájení modulu. Modul byl použit TR-72D⁶, který v sobě obsahuje vše potřebné pro nezbytná měření. Jako další bod slouží ethernetová brána GW-ETH-02A⁷. Nezbytná součást pro plné využití a otestování této technologie je také cloud. Cloud byl vybrán s ohledem na hospodárnost. Jedná se pouze o základní sběr dat s podporou 2000 záznamů, poskytovaný přímo IQRF (firmou CIS cloud).



Obrázek 1: Příklad základní IQRF topologie v RAN.

4 EXPERIMENTÁLNÍ MĚŘENÍ

V rámci této části proběhly dvě rozsáhlá měření, zaměřené na ověření funkčnosti technologie uvnitř budov. Interval měření byl 90 minut. Měření probíhala v MESH konfiguraci za využití DPA a jednotlivých příkazů na modul z IDE. Dále proběhly další měření na ověření funkcionality sítě. Níže jsou zastoupeny dvě měření grafem. Hlavní parametr měření byla odezva jednotlivých modulů na požadavek o informaci. To znamená odezva mezi uživatelem vydávající příkaz z IDE, přes cloud na bránu, z brány na modul a zpět, která představuje v grafu hodnoty pro REQ/RESP. REQ/GATE⁸ hodnoty představují odezvu požadavku na bránu, než je vyslán k modulu. Typický průběh odezvy je zobrazen na Obrázku 2. Je zde patrné, že odezva je konstatní. Požadavky o zprávu byly vysílány co 40 s. Při posílání požadavků na tři moduly po 40 s nedochází k zahlcení sítě a funguje bez problému při jakémkoli výkonu. Určité anomálie v průběhu jsou, ale ty nejsou způsobeny technologií, ale zahlcením páteří sítě internetového poskytovatele. K danému snížení po první třetině měření došlo, díky vypnutí datově náročných aplikací na pozadí. Tento výkyv poukazuje na citlivost technologie vůči okolnímu vytížení Internetu, i přes pouze malé datové nároky IQRF.

Druhé měření bylo zaměřeno na zahlcení sítě (viz Obrázek 3). Pro hromadný sběr informace standardně slouží speciální všesměrový příkaz tzv. FRC⁹. Ten zde nebyl použit, protože účel byl dokázat, že se síť velmi špatně vypořádává s větším počtem požadavků, při jakékoli síle signálu. Měřilo se s nejvyšším možným výkonem antény. Do sítě bylo posílány požadavky na 3 moduly po 30 s. Při této hodnotě již síť přestala správně pracovat a narůst odezvy začal být znatelný tzn. po 20

⁴ Podrobné informace o DPA viz <http://www.iqrf.org/technology/dpa>

⁵ Podrobné informace o DK-EVAL-04A viz <http://www.iqrf.org/products/development-tools/development-kits/dk-eval-04a>

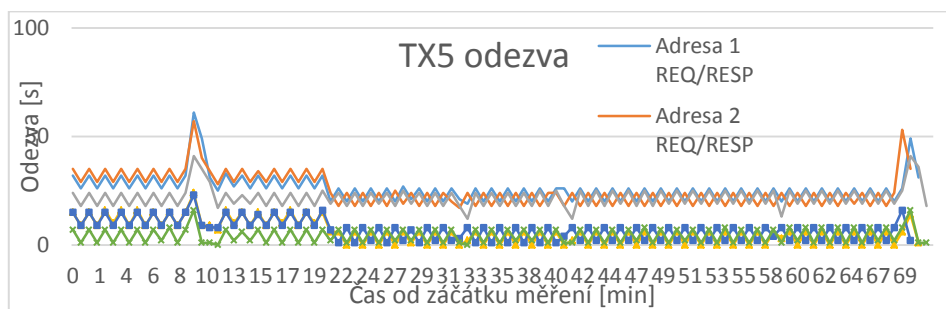
⁶ Podrobné informace o TR-72D viz <http://www.iqrf.org/products/transceivers/tr-72d>

⁷ Podrobné informace o GW-ETH-02A viz <http://www.iqrf.org/products/gateways/gw-eth-02a>

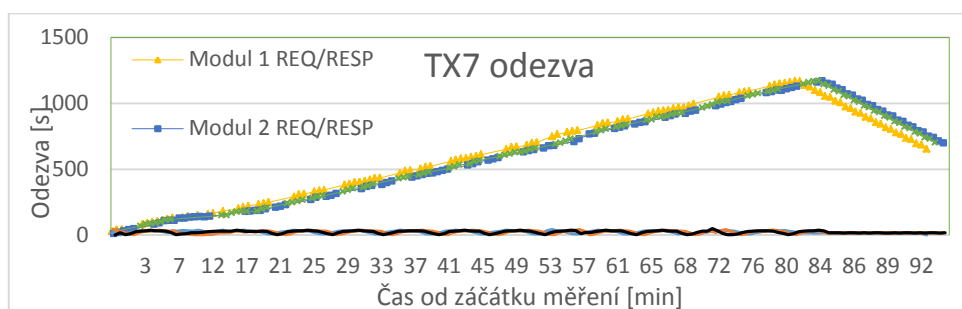
⁸ Request/Response/Gate představuje Požadavek/Odpověď celkovou/Odpověď od Brány

⁹ Podrobné informace o FRC viz <http://www.iqrf.org/technology/dpa/frc>

minutách se již pohybovalo okolo 200 ms a stále stoupala až k 1200 ms (20 minut). V tento moment byly ukončeny všechny požadavky na moduly a zbytek měření se pouze posílali odpovědi od modulů. Na konci je již patrný pokles vzhledem k přerušení posílání požadavků.



Obrázek 2: Typický průběh odezvy TX5.



Obrázek 3: Typický průběh odezvy TX7 při zahlcení.

U každého z modulů je možnost si zvolit sílu výchozího signálu až po 12,5 mW v osmi krocích. TX5 je třetí nejvyšší úroveň a odpovídá zhruba 8 mW. TX 7 představuje nejvyšší sílu signálu. Vzhledem k měření ve vnitřních prostorách byly očekávány dosahy v rámci desítek metrů, což se také potvrdilo. Při výkonu okolo 4,7 mW již signál neprošel přes větší zdi a při výkonu 1,5 mW bylo obtížné navázat komunikaci při přímé viditelnosti na 5 metrů. Pokud vezmeme v úvahu vertikální a procházení přes stropy. Jsou výsledky podobné. Při vyšších výkonech není problém a síla příchozího signálu je identická s horizontálním měřením. Pro síly příchozího signálu platilo, že se vždy pohybovaly okolo -65 dBm. Přesněji řečeno -64 dBm pro modul nejbliže k bráně a -66 dBm pro nejvzdálenější od brány. Což není překvapivé vzhledem k tomu, že každý modul funguje, jako přijímač i vysílač. Z toho je patrné, že se technologie dobře vypořádává s bytovými prostory a přechody mezi zdmi bez větších problémů.

5 ZÁVĚR

V práci byly ověřeny vlastnosti IQRF sítě ve vnitřních prostorách za použití jednoduché topologie, která by mohla reprezentovat malou kancelář. Výsledky odpovídají očekávaným hodnotám a je z nich patrné, že síť se hodí hlavně na statické použití, kde není potřeba odebírat data s frekvencí větší než 40 s. Například měření kvality vzduchu nebo množství světla. Do budoucna bude práce pokračovat dalším rozsáhlým měřením ve venkovních prostorách, které budou probíhat ve stejné podobě, jako vnitřní pro možnost srovnání. Dále se práce bude zabývat peer-to-peer (bod-bod) měřením pro určení maximální možné efektivity rozmístění modulů.

REFERENCE

- [1] IQRF. „IQRF: Quick Start Guide“. For IQRF OS 3.07D+ and IQRF IDE v4.30+, 2015.
- [2] Microrisc s.r.o.: IQRF OS Operating system Reference Guide, Jicin, 2009.
- [3] IQRF. „GW-ETH-02A: IQRF Ethernet Gateway“. Firmware v2.80, User's guide, 2016.

EXPERIMENTAL VERIFICATION OF LONG-RANGE WIDE AREA NETWORK

Ondřej Pospíšil

Bachelor (3), FEEC BUT

E-mail: xpospi89@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Radek Fujdiak

E-mail: fujdiak@feec.vutbr.cz

Abstract: This article deals with testing of LoRaWAN technology. It was tested signal strength (RSSI), signal to noise ratio (SNR) and data loss between two villages. There are shown values of measurement at different altitudes and in various terrains as a free space, in the field or in the woods and in the lowlands. Also the limits and precision of network is highlighted based on LoRaWAN technology.

Keywords: LoRa, LoRaWAN, SNR, RSSI

1. ÚVOD

LoRa je proprietární modulace společnosti Semtech [1], využívána pro komunikaci na dlouhé vzdálenosti (long-range) a je založena na modulaci rozprostřeného spektra (Chirp Spread Spectrum), které umožňuje dosah na velké vzdálenosti a vysokou odolnost proti rušení. LoRaWAN je síťový komunikační protokol postavený na modulaci LoRa, využívající topologii hvězda. Charakteristickými znaky LoRaWAN je malá přenosová rychlost přenášející malý objem dat a nízká spotřeba (spadá do kategorie LPWAN technologií). Rychlost datového přenosu se pohybuje podle šířky pásma v rozmezí od 0,3 kb/s až po 50 kb/s. LoRaWAN využívá na fyzické vrstvě 6 činitelů rozprostření (Spreading Factor) od hodnoty SF=7, kde jsou data přenášena s nejvyšší rychlostí, ale malou odolností proti rušení, až po SF=12, kde jsou data přenášena s nejvyšší spolehlivostí, ale s nízkou rychlostí komunikace. Pro maximalizaci životnosti baterie a zvýšení kapacity sítě využívá LoRaWAN řízení přenosu pomocí schématu Adaptive Data Rate (ADR) [2]. Technologie LoRaWAN je využívána především v oblasti čidel, u kterých je potřeba přenos na velké vzdálenosti s malým objemem dat a především s co nejmenší spotřebou energie. Tato technologie zvládá velké pokrytí s minimálním množstvím infrastruktury.

Tento článek se zabývá měřením síly signálu (RSSI), odstupu signálu od šumu (SNR) a limity technologie LoRaWAN při komunikaci čidla s bránou mezi dvěma vesnicemi.

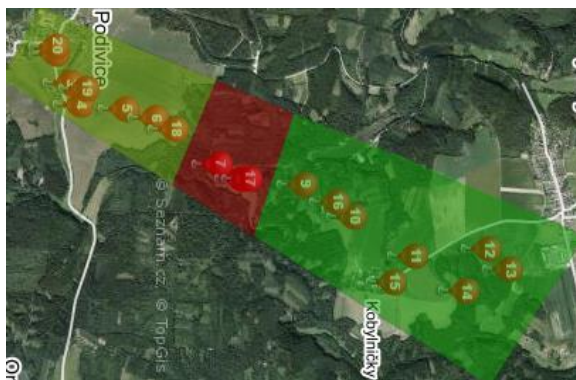
2. MĚŘENÍ TECHNOLOGIE LORAWAN

Měření bylo provedeno mezi vesnicí Podivice, kde se na střeše domu nacházel přijímač gateway Lorank 8 od firmy Ideetron [3], a vesnicí Kobylničky, u které se nacházel nejvyšší a nejvzdálenější bod. K měření bylo použito outdoorové koncové zařízení LoRaWAN čítač impulsů od společnosti Solidus Tech [4], na kterém byla nastavena doba odesílání dat po 10 minutách a SF=12. Pro zpracování dat a hodnot byl využit síťový server Lorient [5]. Měření probíhalo na nelicencované frekvenci 868 MHz na třech kanálech a to 868,100 MHz, 868,300 MHz a 868,500 MHz.

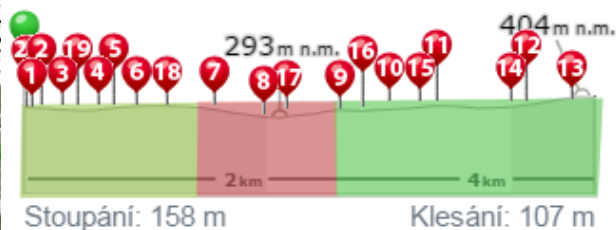
Měřena byla síla signálu (RSSI), která má pro tuto technologii prahovou hodnotu -120 dB a odstup signálu od šumu (SNR), jehož prahová hodnota je -10 dB.

Na obrázku 1 lze vidět mapu, kde je umístěna gateway na stejném místě jako poslední měření (bod 20), v tomto bodě byla brána umístěna ve výšce 358 m nad mořem. Poslední bod byl měřen ve vzdálenosti 4406 m a ve výšce 406 m nad mořem. Měření bylo rozděleno do tří oblastí.

- V první oblasti (žlutozelené), která se nachází nejbliže, lze vidět poměrně nízkou ztrátovost (byly ztraceny 3 rámce z 9), tato ztrátovost mohla být zapříčiněna měřením v nížině, která se nachází v této oblasti, proto signál neměl dosah k přijímači, nebo byl signál rušen i objektem, který se nacházel v cestě signálu, dále měření probíhalo před updatem síťového serveru a v té době někdy nastal problém s vypnutím odesílání vlastních paketů samotné brány lorank-8 i toto mohlo způsobit ztrátu některých rámců v oblasti se silným signálem.



Obrázek 1: Ztrátovost rámců.



Obrázek 2: Převýšení.

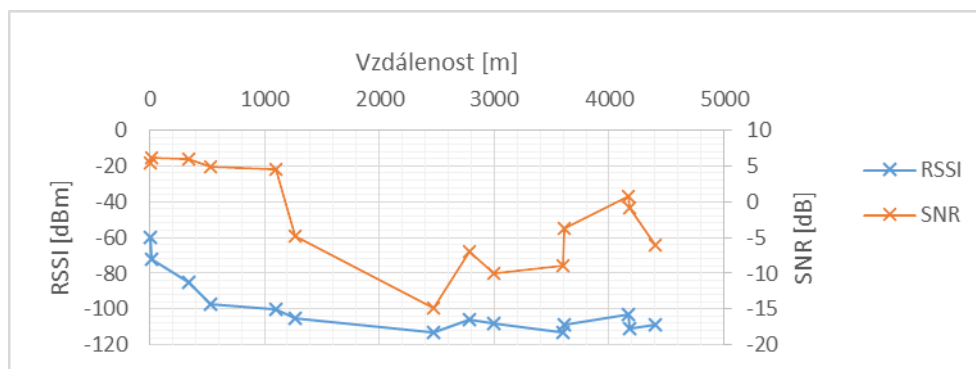
- Ve druhé oblasti byly všechny odeslané rámce ztraceny a to z důvodu, který je zřetelný na obrázku 2, měření bylo uskutečněno v nížině uprostřed lesa a signál nemohl být přijat přijímačem.
- Třetí oblast začínající ve vzdálenosti 2470 m od přijímače byla beze ztrát rámců i přesto, že měření neproběhlo na přímou viditelnost.

#	RSSI (dBm)	SNR (dB)	Vzdálenost (m)
1	-72	6,2	23
2			62
3	-85	6	340
4	-97	4,8	536
5			810
6	-100	4,5	1096
7			1850
8			2000
9	-113	-14,8	2470
10	-108	-10	3000

#	RSSI (dBm)	SNR (dB)	Vzdálenost (m)
11	-109	-3,8	3615
12	-111	-0,8	4175
13	-109	-6	4406
14	-103	0,8	4172
15	-113	-9	3596
16	-106	-7	2784
17			2043
18	-105	-4,8	1263
19			480
20	-60	5,5	10

Tabulka 1: Vzdálenosti, měřené hodnoty SNR, RSSI a jejich přiřazení do oblastí.

V tabulce 1 lze vidět všechny naměřené hodnoty a lze z ní vyčíst, v kterých oblastech byly tyto hodnoty naměřeny v závislosti na obrázku 1 a 2.



Obrázek 3: Graf závislosti SNR a RSSI na vzdálenosti.

Na obrázku 3 je v grafu vidět, jak se zvětšující se vzdáleností slábne síla signálu (RSSI). Dále je vidět, jak se mění odstup signálu od šumu (SNR) podle oblasti měření, nejnižší hodnoty byly naměřeny v oblasti kolem 2500–3500 m, kde měření probíhalo v lese při stoupání z nejnižšího bodu.

3. ZÁVĚR

Článek se zabýval funkčností technologie LoRaWAN. Vyzkoušen byl dosah a limity sítě v rámci vzdálenosti 4500m. Měření probíhalo mezi dvěma vesnicemi, kde byl přenos otestován jak v nížinách, tak za lesnatým horizontem. Testovala se ztrátovost paketů, síla signálu a odstup signálu od šumu. Z článku lze vidět, že přenos byl bezproblémový na místech s vyšší nadmořskou výškou a ve větších vzdálenostech, než byl umístěn přijímač. Naopak v nížině mezi dvěma kopci uprostřed lesa nebyl přenesen jediný rámeček. V oblasti větší blízkosti brány docházelo k občasným ztrátám, které mohly být způsobeny překážkou v cestě, nebo také měřením pod dosahem signálu. V tomto měření nebylo možné z důvodů časového omezení u čidla (1 zpráva 10 minut) provést více měření v jednotlivých oblastech. Dále byla v grafu ukázána závislost SNR a RSSI na vzdálenosti a lze z něj vyčíst, že kritické hodnoty nebyly téměř překročeny.

Dále bude provedeno důkladnější prozkoumání limitů této technologie, již za pomoci vhodnějšího koncového zařízení. Jeden z možných scénářů je měření penetrace skrz patra budovy FEKTu, kde by byl přijímač umístěn nejdříve do nejspodnější oblasti a byla by proměřena jednotlivá patra s alespoň deseti hodnotami na každé patro. Po té by se mohl přijímač umístit na střechu budovy a měřit opačně. Druhým možným scénářem by bylo obdobné měření, ale na volném prostoru v rozsahu alespoň několika kilometrů.

REFERENCE

- [1] SEMTECH. Semtech Acquires Wireless Long Range IP Provider Cycleo [online]. [cit. 10. 3. 2017]. Dostupné z URL: <http://investors.semtech.com/releasedetail.cfm?ReleaseID=655335>
- [2] LoRa Alliance. LoRa Alliance™ Technology LoRa Alliance Wide Area Network [online]. © 2016 [cit. 10. 3. 2017]. Dostupné z URL: <https://www.lora-alliance.org/what-is-lora/technology>
- [3] IDEETRON LORANK 8 [Online] . 2016 [cit. 11. 3. 2017]. Dostupné z URL: <http://webshop.ideetron.nl/LORANK-8>
- [4] SOLIDUS TECH. LoRaWAN čítač impulsů [online]. [cit. 10. 3. 2017]. Dostupné z URL: http://www.solidustech.cz/files/lora_%C4%8D%C3%ADta%C4%8D_impuls%C5%AF.pdf
- [5] LORIoT. LoRaWAN Services and Software. *LoRaWAN Services and Software for IoT*. [online] [cit. 10. 3. 2017]. Dostupné z URL: <https://loriot.io/>

SWITCHABLE FILTER FOR UHF BAND

Milan Sedlák

Master Degree Programme (1), FEEC BUT

E-mail: xsedla0g@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Petr Drexler

E-mail: drexler@feec.vutbr.cz

Abstract: The contribution deals with the design of a multi-channel switchable filter for ultra high frequency band. The device is primarily designed for the system of sensors which are used for detection of the electromagnetic pulses. They are emitted by the partial discharges in power transformers as a consequence of aging of the dielectric. The main task of the multi-channel switchable filter is to ensure better reliability of the entire system by filtering of undesirable signals with lower frequencies content which are usually products of the external and internal disturbance.

Keywords: Ultra high frequencies, multi-channel switchable filter, partial discharge, interferences

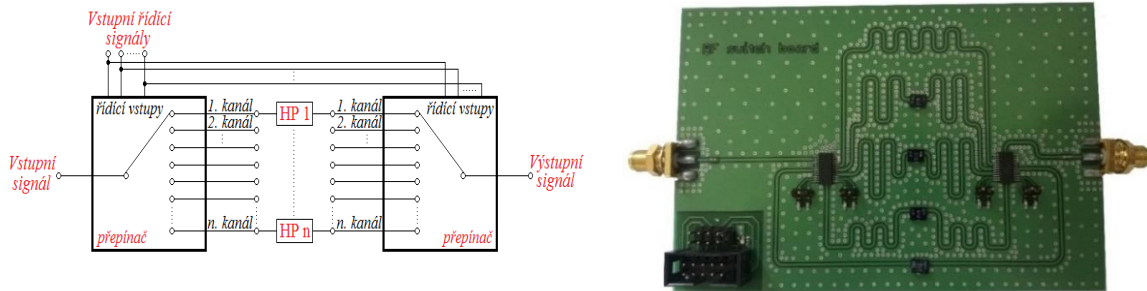
1 ÚVOD

Olejové dielektrikum ve výkonových transformátorech trpí nejen vlivem elektrického namáhání a stárnutí postupnou degradací, která snižuje izolační vlastnosti dielektrika. Důsledkem jsou částečné výboje spojené s vývinem plynů uvolňovaných při rozkladu oleje. V extrémních případech může ve výsledku dojít ke vzniku elektrického oblouku a také k požáru nebo explozi výkonového transformátoru. Částečné výboje v transformátorovém oleji jsou doprovázeny emisí elektromagnetického (EM) vyzařování v pásmu ultra krátkých vln (UHF, 300 MHz – 3 GHz). Pro zajištění bezpečnosti provozu transformátorů byl vyvinut diagnostický systém sloužící k detekci a lokalizaci těchto částečných výbojů. Systém pracuje na principu zachycení EM vyzařování od částečného výboje pomocí vhodně rozmístěných antén a následném zpracování přijatých signálů a vyhodnocení časových rozdílů mezi signály ve všech kanálech systému. Systém je tvořen hlavní jednotkou a sadou senzorů. Sensory jsou vybaveny anténou a obvody pro zesilování a úpravu signálu a pro vzdálené řízení zesílení signálu. Hlavní jednotka obsahuje vícekanálový vysokorychlostní digitizér, počítač pro zpracování signálů a řízení diagnostiky a další pomocné funkční bloky. Přijaté signály jsou vlivem vnitřních a vnějších dějů zatíženy nežádoucím rušením vysokofrekvenčních (VF) signálů, které je nutné odfiltrvat, aby bylo dosaženo vysoké spolehlivosti detekce signálu částečného výboje a samotné prostorové lokalizace.

2 VÍCEKANÁLOVÝ PŘEPÍNATELNÝ FILTR

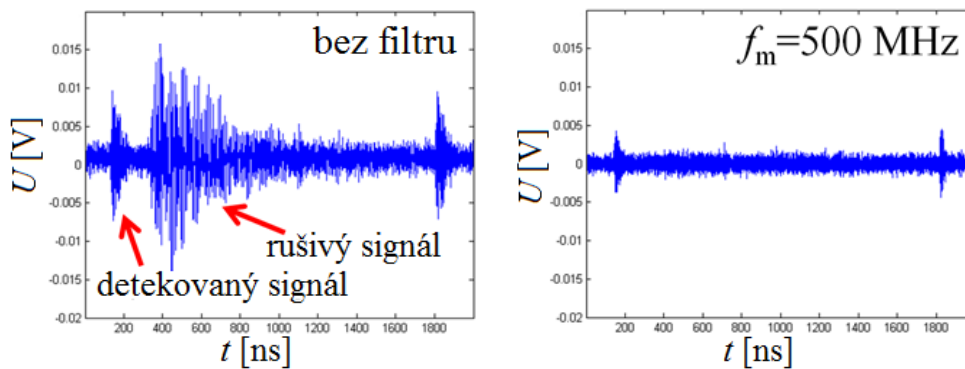
Koncept přepínatelného filtru, zobrazený na obrázku 2.1, byl zvolen především z důvodu nedeterminičnosti okolního rušení, tj. nelze předem říci, jaký rušivý signál bude do systému vnášen.

Jak je z obrázku 2.1 vidět, přepínatelný filtr se skládá ze dvou VF přepínačů, které na základě řídicí logiky zajišťující volbu jednotlivých kanálů a vhodných filtrů (u kterých byl mimo jiné kladen důraz na jednoduchost a rozměry) realizující samotnou filtraci nežádoucích frekvenčních složek. Filtrace samotná pak umožňuje dosažení bezproblémové detekce a vyhodnocení užitečného signálu. Z analýzy výsledků měření signálu v časové doméně, viz obrázek 2.2, vyplynulo, že signál částečného výboje obsahuje přechodové děje s mnohem kratší dobou trvání než je tomu u signálu rušivého.



Obrázek 2.1: Koncept vícekanalového přepínatelného filtru signálu (vlevo) a realizovaný prototyp (vpravo)

Z toho lze vyvodit závěr, že detekovaný signál obsahuje vyšší frekvenční složky než rušivý signál. Na základě toho je přepínatelný filtr signálu osazen filtry typu horní propust (HP). Současně je nutné si uvědomit, že filtrace způsobuje útlum žádoucího signálu. To je způsobeno vložným útlumem jednotlivých filtrů a VF přepínačů. Řešením může být například zesílení již filtrovaného signálu.



Obrázek 2.2: Vliv filtrace na detekovaný a rušivý signál

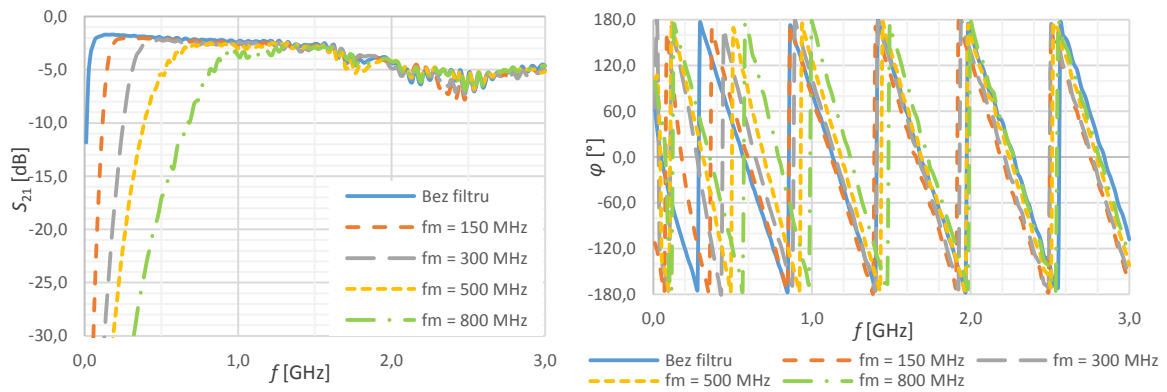
3 REALIZACE PROTOTYPU

Pro vedení signálu byl zvolen koplanární vlnovod, VF přepínače na bázi GaAs a filtry s prvky se soustředěnými parametry s vhodným rozložením mezních frekvencí tak, aby prokryly zájmové frekvenční pásmo. Aby bylo možné porovnat vliv filtrace na užitečný signál, tvoří jeden z kanálů přímé propojení mezi vstupem a výstupem. Protože se jedná o prototyp, je využit běžně dostupný substrát typu FR4 o výšce 0,5 mm. Rozměry prototypu jsou 81 x 119 mm.

Vzhledem k tomu, že lokalizace částečných výbojů diagnostickým systémem pracuje na principu vyhodnocování časových rozdílů příjmu signálů jednotlivými senzory, je nutné při návrhu dbát na to, aby elektrická délka filtračních kanálů byla jednotná. Takto budou i při různém nastavení filtru v dílčích kanálech systému zachovány časové rozdíly mezi detekovanými impulsními signály dané vzdálenostmi zdroje od senzorů. Zhotovený prototyp je zobrazen na obrázku 2.1.

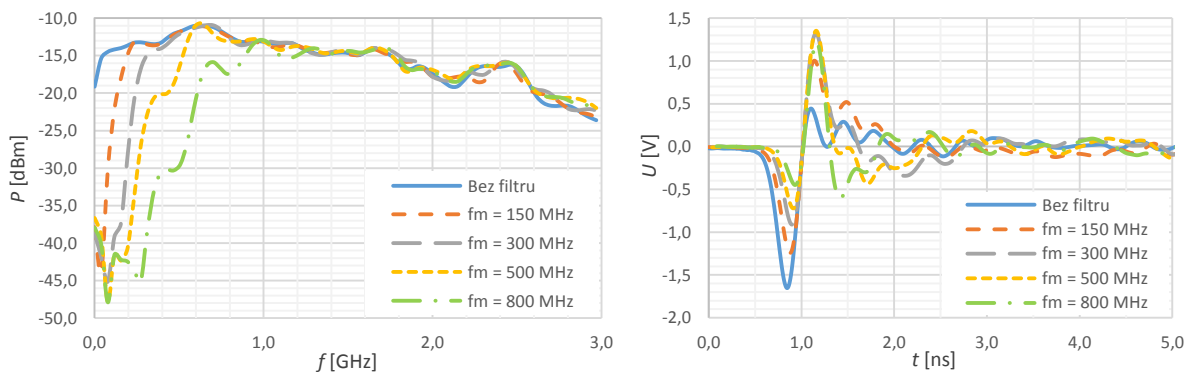
4 VÝSLEDKY MĚŘENÍ

Na základě předpokladů byl u rozptylového parametru S_{21} (přenosu) očekáván průběh typický pro přenosovou funkci filtru typu HP, přičemž lomové frekvence odpovídají zvoleným filtrům (viz obrázek 4.1). Vložný útlum v propustném pásmu je pak dán útlumem přepínačů a diskretním filtrem. Z důvodu jednotné délky filtračních kanálů již na frekvencích vyšších, než jsou mezní frekvence filtrů, nedochází k filtrování vstupního signálu a s tím spojeným fázovým změnám (viz obrázek 4.1). Nepatrné rozdíly fáze je možné vykompenzovat fyzickým prodloužením VF vedení, konkrétně (frekvence signálu 3 GHz) pro jednotlivé kanály s $f_m=150$ MHz o 9,97 mm; $f_m=300$ MHz o 8,98 mm; $f_m=500$ MHz o 5,69 mm; $f_m=800$ MHz o 4,16 mm.



Obrázek 4.1: Srovnání přenosu S_{21} pro všechny filtrační kanály (vlevo) a průběhy fáze přenosu (vpravo)

Následně bylo provedeno ověření vlastností filtru měřením v časové oblasti. Na vstup filtru byl přiveden testovací signál, na kterém byl sledován vliv filtrace na jeho časový průběh. Spektrum signálu bylo vypočteno pomocí v osciloskopu vestavěného modulu rychlé Fourierovy transformace (FFT). Signál měl charakter negativního impulsu se sestupnou hranou s dobou trvání $t_f = 98$ ps. Tomu odpovídá složení spektra se složkami dosahujícími až 3,5 GHz. Časové průběhy testovacích signálů po průchodu filtrem a jejich vypočtená frekvenční spektra jsou ukázány na obrázku 4.2. Ze spekter signálu je patrné, že dochází k očekávanému odfiltrování nižších spektrálních složek, což se projevuje i na tvaru samotného testovacího signálu. Stejně tak je patrný pokles spektrálních složek nad frekvencí 1,5 GHz z důvodu horšího přenosu na těchto frekvencích.



Obrázek 4.2: Srovnání časových průběhů testovacích signálů po průchodu filtrem (vlevo) a jejich vypočtených frekvenčních spekter (vpravo).

5 ZÁVĚR

Vzhledem k rušení užitečného signálu v systému pro detekci částečných vývojů ve výkonových transformátorech je nutné tyto nežádoucí frekvenční složky odfiltrovat. Na základě nemožnosti predikce charakteru rušivých signálů byl zvolen koncept vícekanálového přepínatelného filtru, umožňující vhodnou volbu filtru vždy na základě okolností. Navržený prototyp splňuje požadované parametry, díky čemuž je možné jej zařadit do celého systému a zajistit tak bezproblémové zpracování užitečného signálu. Navržený prototyp filtru byl realizován a byly ověřeny jeho parametry. Dalším krokem bude jeho nasazení při experimentálním ověřování jeho vlivu při detekci širokopásmového impulsního signálu.

REFERENCE

- [1] DREXLER, P.; ČÁP, M.; FIALA, P.; STEINBAUER, M.; KAŠKA, M.; KOČIŠ, L. Advanced methods of UHF EM diagnostic of discharge activity in high voltage transformers dielectric. In Proceedings of PIERS 2015. Prague, CZ, 2015. p. 2448-2452.

NUCLEAR CELLS

Roman Klus

Bachelor Degree Programme (3), FEEC BUT

E-mail: xklusr00@stud.feect.vutbr.cz

Supervised by: Lukas Radil

E-mail: radil@vutbr.cz

Abstract: Nuclear cells are the devices converting the energy of ionizing radiation into electricity. This project describes the types and characteristics of nuclear cells. It introduces the reader to nuclear cells, their types and applications. Then the betavoltaic nuclear cell and its components are described. As the next step the available materials will be analysed and the measuring will be performed to check the functionality of the principle.

Keywords: Betavoltaics, Ionizing Radiation, Nuclear cell, Direct Energy Conversion, Radioactivity

1 INTRODUCTION

One of the most important discoveries in the last centuries was the existence of ionizing radiation. There are many effects of that force, positive and negative ones. There is a big potential hidden inside the radioactive materials that humanity is trying to use to its benefit. This project introduces the reader to the topic of nuclear cells, which are the devices converting the energy created by radioactive decay into electricity.

This project describes the possible ways to convert ionizing radiation into electricity, its effectiveness and individual types. The betavoltaic nuclear cell and its components are discussed. After describing the betavoltaic battery work principle, the radiation source and the converter are analysed. The detailed analysis and theoretical background are available in my semestral thesis [1]. The measuring in the laboratory was performed using alpha and beta radiation sources and several semiconductor materials to check if it's possible to acquire sufficient results.

2 NUCLEAR CELL OVERVIEW

Nuclear cells can be divided, based on the principle of the energy conversion. The idea behind Direct Charging Battery is that the radioactive material emitting alpha or beta radiation is placed inside or near one plate of the capacitor, charging it negatively when using beta emitter or positively when using alpha source. Between the plates of the capacitor, where the output voltage of the battery appears, is placed dielectric material or vacuum. Direct Charging Batteries produce very high voltages (up to hundreds of kilovolts) with extremely small currents (nA). Direct Conversion Batteries use alpha and beta radiation interaction with semiconductor's p-n junction. The alpha or beta particle creates electron-hole pairs while traveling through the semiconductor. A proper radioactive source as well as semiconductor material must be chosen to assure the radiation interaction with the p-n junction. Indirect Conversion Batteries first convert the radiation into different type of energy which is later converted into electricity. The form of energy between conversions can vary depending on the technology used. Thermal conversion power cell converts radioactive energy from fuel into heat. The heat is then converted in Thermal Conversion Generator into electricity. Radioisotope Thermoelectric Generator uses thermocouplers for that conversion.

3 NUCLEAR CELL PROPOSAL

The components of betavoltaic batteries are described below, aspects and their possible material and usability. The typical betavoltaic power source is composed of radiation source, converter that converts radiation energy into electricity and electrical circuit, which enables the electricity measuring and application. Betavoltaic battery also usually includes shielding from radiation, mechanical protection and may include filters between the radiation source and converter to stop unwanted particles. In general, betavoltaic cells work mechanism is very similar to widely known photovoltaic one with the difference, that instead of photons, the electron-hole pairs are produced by beta particles.

3.1 RADIATION SOURCE

The radiation source used must fulfil several requirements, most important ones are the following: high decay energy over lifetime, low beta particle energy and pure beta particles emission. The suitable sources are listed in Table 1.

Parameter	Isotope				
	Tritium ^3H	Nickel-63 ^{63}Ni	Promethium-147 ^{147}Pm	Strontium-90 ^{90}Sr	Krypton-85 ^{85}Kr
Half-life $T_{1/2}$ (year)	12.32	100.1	2.62	28.9	10.56
Decays into	Helium-3	Copper-63	Samarium-147	Yttrium-90	Rubidium-85
Max energy (keV)	18	67	225	540	687
Avg. energy (keV)	5.7	17.4	62	198	251

Table 1: Suitable isotope for betavoltaic batteries, specifications and parameters

3.2 CONVERTER

The converter is a semiconductor that absorbs the energy of the electrons from the source by creating electron-hole pairs. The electrons passing through the p-doped region leave part of their energy in the material, creating electron-hole pairs. Freed electrons travel to the space charge region, creating positive charge on the electrode of the semiconductor. For the pair created in n-doped region, this mechanism works inversely. The electrons created in depleted region recombine, causing current to flow. Depending on the material of the semiconductor, the specific wavelengths of electromagnetic radiation can be converted. For betavoltaic applications, the semiconductors with III-V compounds like gallium arsenide or gallium phosphide are usually chosen.

4 AVAILABLE OPTION AND MEASURING RESULTS

To prove the theory, measuring in the laboratory was realised. The available radiation sources were Krypton-85 which is the source of the beta radiation and Americium-241 which emits alpha particles. The measuring was performed using shielding blocks, protective gear and measuring devices. The radiation source was placed in the shielding container built using the shielding blocks and semiconductor materials were being exposed one by one to the radiation. Meanwhile, the measuring using dosimeter was carried out to check for measurement safety. Each semiconductor was attached to the voltmeter to measure output voltage of the device before and after the radiation exposure. The experiment layout is shown in Figure 1. The measuring was realised in the afternoon, which resulted in direct sunlight lighting the laboratory. There were no curtains available and the radioactive materials could not be carried out of the laboratory.

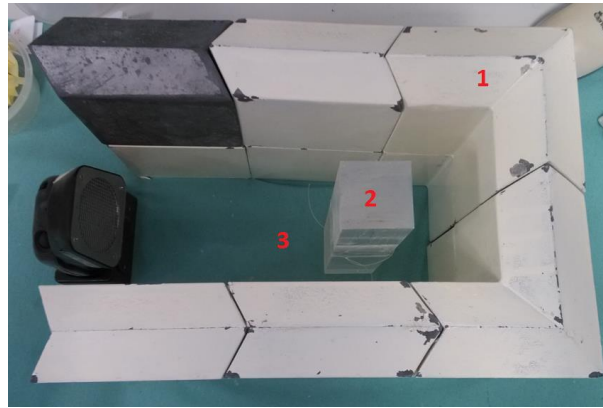


Figure 1: Experiment layout including shielding container (1), radiation source holder (2) and space for semiconductor insertion (3).

The results of the experiment were different than expected, mostly because there was too much light in the room that caused semiconductors to act as photovoltaic devices. While measuring solar cells (shown in Figure 2), the only measured difference was the reduction of the heat humming, causing the measured voltage to drop (approach zero) while the measured cell was near the radiation source. This was caused by the creation of new recombination centres in the semiconductor by the radiation interacting with the cell. While measuring the coil, PIN diode or power semiconductor (shown in Figure 2) no noticeable change of voltage was detected.

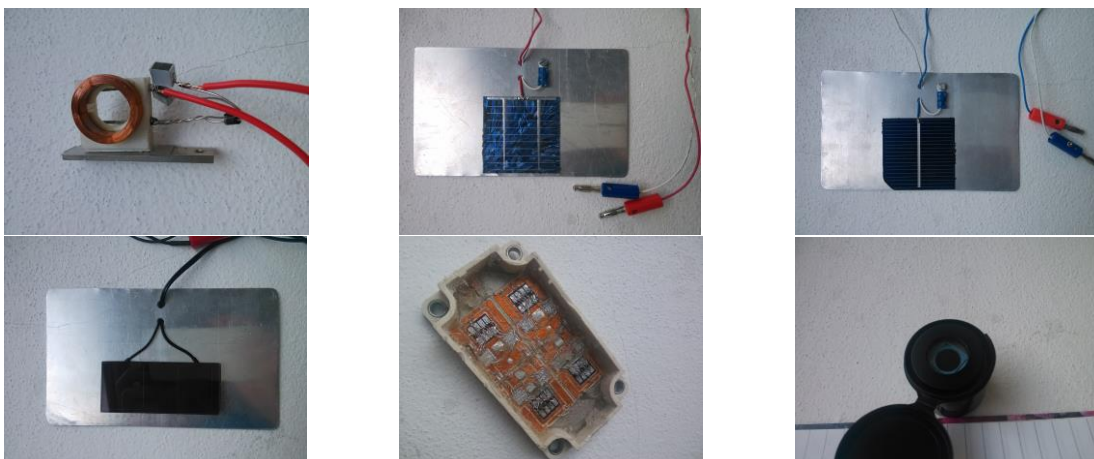


Figure 2: Coil with 1500 threads (top left), polycrystalline solar cell (top centre), monocrystalline solar panel (top right), amorphous solar cell (bottom left), power semiconductor (bottom centre), PIN diode (bottom right)

5 SUMMARY

The purpose of this project was to theoretically and experimentally prove the functionality of the nuclear cells. In theory, the principle works and can be used to produce small amounts of electrical energy. The measuring in the laboratory did not prove the theory, mostly because of the imperfect measuring conditions and available semiconductors that were too thin to convert the radiation energy. Another measuring will be performed during the semester, using more suitable components and environment.

REFERENCES

- [1] KLUS, Roman. Nuclear cells Brno, BUT FEEC, 2016. 21 s. Semestral thesis supervisor: Radil Lukáš, Ing., Ph.D. [ref. 14. 3. 2017].

INDUCTION MACHINE ELECTROMAGNETIC AND THERMAL DESIGN PLATFORM

Dávid Rúra

Bachelor Degree Programme (3), FEEC BUT

E-mail: xrurad00@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Jan Bárta

E-mail: jan.barta@phd.feec.vutbr.cz

Abstract: Induction motors are used for wide range industrial applications. Each technology has different requirements for driving mechanism. This paper deals with the complex solution for totally enclosed fan cooled (TEFC) three-phase squirrel cage motor. Analytical computation gives the fast preliminary solution with sufficient accuracy. Together with professional ANSYS simulation software represent a design platform for TEFC design.

Keywords: induction motor, TEFC, electromagnetic design, thermal model

1 ÚVOD

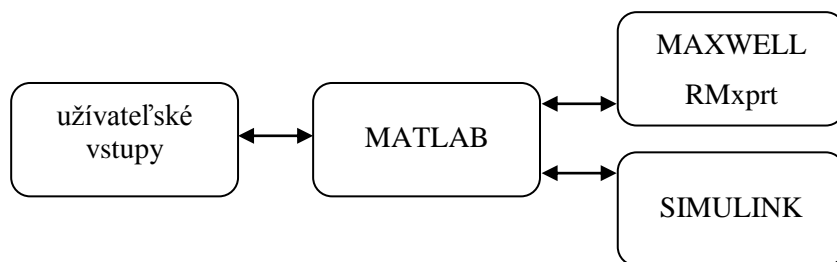
Dopyt po elektrických strojoch je vysoký. Pre väčšinu aplikácií je výhodné využiť klasický asynchrónny motor. Vzhľadom na jednoduchú konštrukciu a teda aj výrobu je možné v konečnom dôsledku redukovať výstupnú cenu. Prístup k návrhu môže byť rôzny. Pravdaže každý návrh počíta s určitými predpokladmi, prípadne zavádza konštanty, ktorých účel je zefektívniť a urýchliť návrh. Na druhej strane vývoj pokračuje neustále, zlepšujú sa materiály, do návrhu sa implementujú napr. optimalizačné algoritmy. Jednou z metód návrhu je metóda konečných prvkov, ktorá najviac korešponduje s realitou pri správnom nastavení simulácie. Táto metóda je napriek svojim výhodám náročná na výpočtový výkon. Preto nastupuje časovo prijateľnejšie riešenie využívajúce analytické výpočty.

2 ALGORITMUS NÁVRHU ELEKTRICKÝCH STROJOV

Komplexný návrh strojov nespočíva len z návrhu veľkostí statorových a rotoroch paketov. Jednoduchou úvahou je možné dospieť k záveru, že sa jedná o multidisciplinárny problém. Celý návrh je možné rozložiť na jednotlivé sekcie: mechanický, elektromagnetický, tepelný návrh, návrh uloženia rotora a spôsob napájania. Na konci každej sekcie nastane porovnanie výsledkov s limitnými požiadavkami. Ak došlo k ich porušeniu je nutné opakovať výpočet. Práve z tohto dôvodu nie je tento proces vhodný pre ručný výpočet a využitie skriptovacieho jazyka a optimalizačných algoritmov sa v tomto prípade javí ako vhodné riešenie. [1]

2.1 POPIS RIEŠENIA

Na obr.1 je zobrazený základný funkčný princíp riešenia. Výpočet prebieha v prostredí MATLAB a spoločne s ANSYS Maxwell RMXprt komunikuje prostredníctvom Visual Basic skriptovacieho jazyka. Skript, napísaný v MATLABe, obsahuje elektromagnetický návrh spoločne s rozmerovým návrhom. Následne sú do RMXprt odoslané všetky potrebné parametre stroja a po simulácii stroja sú výsledky exportované späť do MATLABu, kde sú podrobné analýzy. Tieto výsledky obsahujú dáta potrebné na tepelný výpočet, ktorý prebieha v prostredí SIMULINK, kde je zostavená tepelná sieť.

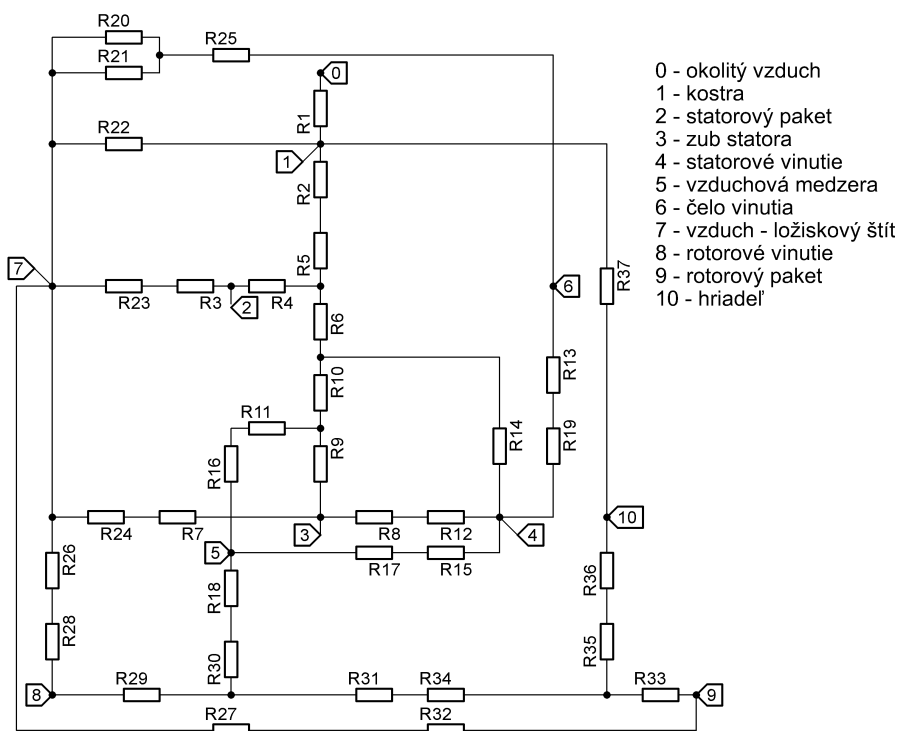


Obrázok 1: Bloková schéma princípu riešenia

2.2 ELEKTROMAGNETICKÝ A ROZMEROVÝ NÁVRH

Spoločne tvoria podstatu návrhu. Základ rozmerového návrhu tvorí mechanická konštanta, ktorá určuje súvislosť mechanického výkonu s parametrom D^2l . V návrhu sú využité konštanty, ktoré odzrkadľujú poznatky z vývoja indukčných strojov [1]. Hodnoty niektorých veličín sú volené v procese návrhu. Jedná sa hlavne o magnetické indukcie v jednotlivých častiach stroja. Táto hodnota sa volí na základe podobných návrhov, preto sú kladené požiadavky na skúsenosti užívateľa s touto problematikou. Vzhľadom na skutočnosť, že volené parametre nie je možné odhadnúť presne, je nutné ich na základe vývinu výpočtu upresňovať a teda do skriptu je implementovaná optimalizácia. Výsledky sú odosielané do RMxprt, kde sú podrobené analytickému výpočtu. Profesionálny software bol zvolený z dôvodu komplexnosti výstupných dát. Výsledky sú odosielané späť do MATLABu, kde je možné s nimi ďalej pracovať. Zároveň sú využité aj v ďalšom výpočte.

2.3 TEPELNÝ VÝPOČET



Obrázok 2: Tepelný model indukčného motora

Ďalším krokom je overiť, či navrhnutý stroj odpovedá požiadavkám na oteplenie. Pre analytický výpočet je využitá tepelná sieť, ktorá nahradzuje časti stroja tepelnými odporami. Výhodou tepelnej siete je možnosť riešenia základnými metódami využívajúcimi sa pre výpočet elektronických obvodov.

Základom pre výpočet sú stratové výkony v jednotlivých častiach stroja. Jadrom výpočtu je výpočet prenosu tepla v dutom valci v tvare H-článku. Tento článok je pre jednoduchosť nahradený T-článkom, ktorý poskytuje dostatočne presné výsledky. Výpočet nie je náročný na čas, avšak problematika prenosu tepla a voľba konštánt je rozsahovo na samostatnú prácu a bude súčasťou ďalšieho štúdia. Pre riešenie tepelnej siete bol využitý skript na výpočet tepelných odporov a SIMULINK s knižnicou SimScape. Využitím komponentov z tejto knižnice bola zostavená tepelná sieť zobrazená na obr.2. Hodnoty oteplenia odpovedajú ustálenému stavu.[2]

2.4 POROVNANIE VÝSLEDKOV

Pre porovnanie bol vybraný návrh asynchrónneho stroja z [3]. Spôsob výpočtu je odlišný od navrhnutého postupu. Niektoré z charakteristík v originálnom výpočte, najmä materiálov, nebolo možné dohľadať, preto kvôli relevancii výsledkov bol použitý rovnaký materiál pre oba výpočty v prostredí RMXprt, pričom nový model bol navrhnutý pomocou skriptu. Výsledky návrhu je možné vidieť z nasledujúcej tabuľky

Tabuľka 1: Porovnanie výsledkov

		pôvodný návrh [3]	nový model
Stredný priemer vzduchovej medzery	D_δ (mm)	184,25	164,4
Šírka vzduchovej medzery	δ (mm)	0,5	0,5
Vonkajší priemer stator	D_{se} (mm)	272	253
Vnútorň priemer rotora	D_{re} (mm)	60	50
Dĺžka železa	l (mm)	130	161,36
Účinník	$\cos \varphi$ (-)	0,9	0,9
Účinnosť	η (%)	90,11	89,4

Z výsledkov je vidieť práve pôsobenie mechanickej konštanty a jej súvis s D^2l . Jednoduchým výpočtom je možné overiť, že objem rotorového paketu poklesol asi o tretinu. Na jednej strane boli zavedené určité predpoklady v [3] na strane druhej došlo vývojom materiálov k použitiu kvalitnejších plechov a teda k možnosti zmenšiť rozmery, čo sa v tomto prípade prejavuje ako pozitívny aspekt. Výsledky oboch postupov sú porovnateľné.

3 ZÁVER

Analytický výpočet poskytuje výsledky rýchlo s priemerovanou presnosťou. Teda akákoľvek zmena v stroji môže byť predbežne vypočítaná analyticky a až následne je možné využiť zložitejších výpočtových metód pre upresnenie výsledkov. Práca poskytuje jeden z prístupov k návrhu indukčného motora. Navrhnuté riešenie je uplatniteľné v praxi pri vývoji a modifikácii strojov. Tepelnú sieť je možné rozšíriť aj o dynamické prvky. Tým poskytne možnosť využitia v návrhu regulačných slučiek a tepelných ochrán

REFERENCE

- [1] 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.
- [2] POPOVA, Lyudmila. *Combined electromagnetic and thermal design platform for totally enclosed induction machines*. Lappeenranta, Finland, 2010.
- [3] KOPYLOV, Igor Petrovič. *Stavba elektrických strojů: celostátní vysokoškolská učebnice pro elektrotechnické fakulty vysokých škol technických*. Praha: Státní nakladatelství technické literatury, 1988.

DESIGN OF THE OVERHEAD LINE SECTION OF THE TRANSMISSION SYSTEM

Filip Reiskup

Bachelor Degree Programme (3), FEEC BUT

E-mail: xreisk00@vutbr.cz

Supervised by: Michal Ptacek

E-mail: ptacekm@feec.vutbr.cz

Abstract: This paper describes a basic summary about the transmission and distribution systems and their overhead lines in Czech Republic. In detail it also describes area around Ústí nad Labem which is very technically interesting for the design and the calculation of the overhead lines at voltage level of 400 kV. Therefore, the paper gives the proposals of the most suitable solution how to connect significant power energy source to the transmission system.

Keywords: Overhead lines, Transmission system, 400 kV

1 ÚVOD

V současnosti se často hledají a uplatňují takové nové zdroje elektrické energie, které zohledňují snižující se zásoby fosilních paliv a podstatný negativní vliv jejich spalování na životní prostředí. Aktuálně lze sledovat trend, kdy jsou upřednostňovány obnovitelné zdroje elektrické energie (OZE), potažmo se obecně zvyšuje podíl rozptýlené výroby v elektrizační soustavě. I přestože se možnosti předpovědi atmosférických podmínek velmi rychle vyvíjejí a zdokonalují, mají OZE stále tu nevýhodu, že jejich dodávky jsou závislé na těchto proměnlivých podmínkách. Provozovatel přenosové sítě (společnost ČEPS, a.s.) je smluvně zavázán zajistit kvalitu a spolehlivost dodávky elektrické energie. To znamená, že je povinen udržovat hodnotu napětí a frekvence na hodnotách daných kodexem. [1] Je nutné udržet rovnováhu mezi spotřebou a výrobou elektrické energie. S neustále se zvyšujícím počtem/podílem rozptýlené výroby tvořené OZE může růst požadavek na uplatňování zdrojů nabízející tzv. podpůrné služby (PpS). Tyto zdroje zajišťují dodávku elektrické energie v situacích, kdy to řízení soustavy vyžaduje, například právě při nečekaném poklesu výroby OZE [2].

Energetické stavby na úrovni přenosové soustavy, tj. zařízení velmi vysokého napětí (VVN) a zvláště vysokého napětí (ZVN) musí být realizovány vždy v souladu s technickými normami/požadavky a obecně platnými právními zákonnými předpisy. Samotná výstavba těchto staveb, např. elektrické rozvodny, vedení 400 kV, zařízení stanice, představuje velmi komplexně technický a časově náročný proces. Následující text proto přináší hypotetický příklady, kdy je v rámci České republiky vybrána technicky velmi specifická lokalita. V této lokalitě se uvažuje výstavba přečerpávací vodní elektrárny (PVE) s instalovaným výkonem přibližně 400 MVA, která má nabízet PpS. Hypotetický příklad má demonstrovat výběr řešení pro vyvedení takto významného výkonu do elektrizační soustavy, resp. má demonstrovat dílčí postup výpočtu venkovního vedení procházející několika námrazovými oblastmi.

2 VÝBĚR A POPIS LOKALITY

Jako demonstrační lokalita je zvolena oblast severních Čech, konkrétně město Ústí nad Labem. Jedná se o velmi zajímavou oblast z hlediska složení své zdrojové základny. V této oblasti je velice rozmanité složení výrobních zdrojů elektrické energie. Díky velkým zásobám hnědého uhlí je zde řada elektráren zpracovávajících právě tuto surovinu, tj. Tušimice (4x 200 MW), Pruné-

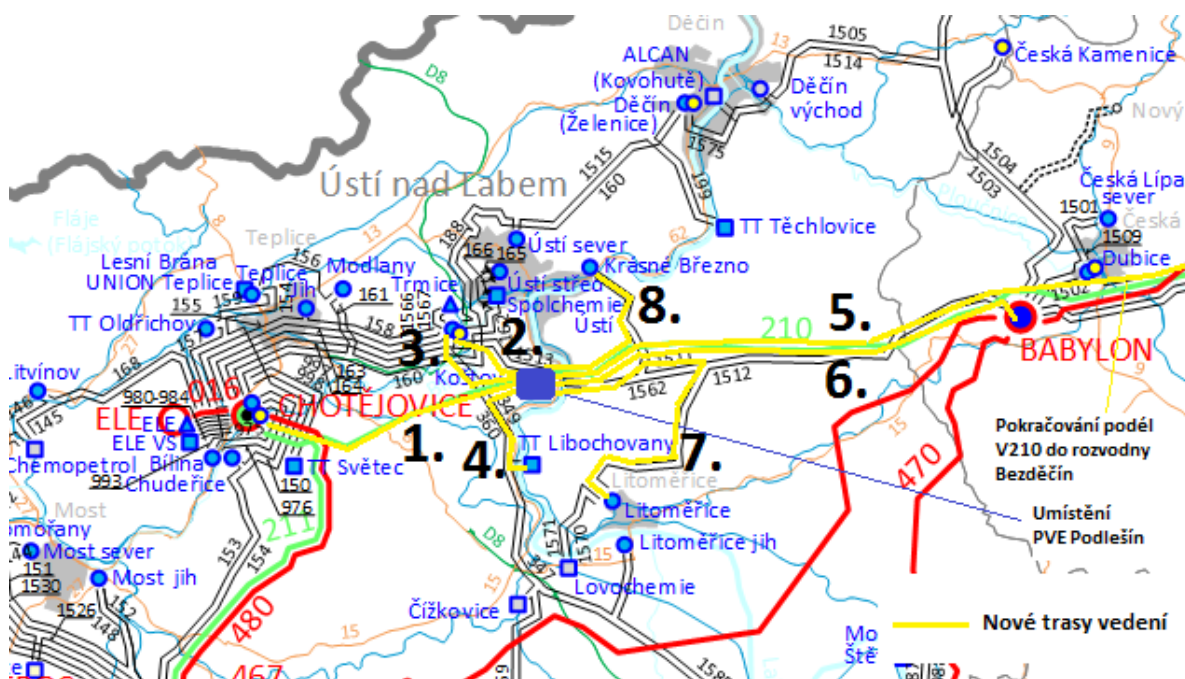
řov (5x210 MW) a Počerady (5x 200 MW)[3]. Oblast Podkrušnohoří je také vhodná pro umístění větrných elektráren (VTE), potažmo celých větrných parků. Samotný Ústecký kraj aktuálně disponuje nejvyšším instalovaným výkonem VTE v rámci jednotlivých krajů. Kromě zdrojové základny je lokalita specifická také množstvím rozveden přenosové soustavy.

V okolí Ústí nad Labem je instalováno velké množství OZE. K tomuto množství obnovitelných zdrojů energie je nutné zajistit výkon potřebný pro pokrytí dodávky elektrické energie při nevýhodných klimatických podmínkách. Vzhledem k poloze města a přítomnosti řeky Labe je tato lokalita vhodná k umístění přečerpávací vodní elektrárny. Uvažujeme proto hypoteticky vybudování PVE v jižní části města Ústí nad Labem o výkonu 400 MVA.

Na základě důkladného rozboru elektrizační sítě byla společností EGÚ Brno, a.s. zpracována analýza volné kapacity sítí v elektrizační soustavě České republiky, která poukázala na některé nedostatky. Rostoucí zájem investorů o vybudování nových obnovitelných zdrojů a následné připojení k distribuční síti způsobil, že je v mnoha oblastech kapacita pro připojení nových zdrojů zcela vyčerpána. Obecně je z hlediska možností vybudování nových zdrojů elektrické energie oblast severních Čech již na svém maximu. V této oblasti tak není možné za stávajících podmínek připojovat další nové zdroje bez dalších investic a úprav. [4] Bude-li se zvažovat vybudování PVE pro poskytnutí podpůrných služeb v okolí Ústí nad Labem, je nezbytné provést aktuální rozbor sítí.

3 NÁVRH VARIANT PŘIHOJENÍ

Na základě podrobné analýzy a veřejně dostupných podkladů jsou navrženy varianty vyvedení výkonu hypotetické PVE. Následující obrázek 1 ukazuje umístění PVE a ilustruje navržené varianty připojení do elektrizační soustavy.



Obrázek 1: Varianty vyvedení výkonu z PVE.

Jednotlivé varianty jsou členěny na varianty vedoucí směrem na západ a na východ od PVE. Detailní slovní popis variant je uveden níže. Tyto varianty vychází z předpokladu zrušení 220 kV linky V210 a její náhradou vedením 400 kV.

3.1 VYVEDENÍ VÝKONU SMĚREM NA ZÁPAD

Varianta 1: Vedení V210 vede do rozvodny Chotějovice. Možnost využít tuto trasu (cca 19 km). Jelikož se zde vedení už nachází, nestojí v cestě žádná zástavba nebo chráněné území.

Varianta 2: Vybudování nového vedení vedle V1513 do rozvodny Koštov. Výstavba asi 5 km nového vedení. Realizaci nestojí v cestě zástavba ani chráněná území. V rozvodně Koštov je v současné době volná kapacita 16 MVA, což by vyžadovalo investici do rozšíření rozvodny.

Varianta 3: Vyústění výkonu opět do rozvodny Koštov. Využití rušeného vedení V210 v délce cca 3 km a prudké odbočení na sever podél linek V349 a V360 do rozvodny Koštov. Vybudování 3,5 km zcela nového vedení. Realizaci nestojí v cestě zástavba ani chráněná území.

Varianta 4: Vyvedení do rozvodny Libochovany (jih). Opět možnost využití trasy rušené linky V210 o délce 3 km a prudké odbočení na jih podél linek V349 a V360. Tyto linky 110 kV jsou již bohužel dvojité, a proto by byla nutná výstavba nového vedení o celkové délce 6,5 km. Jelikož vedení vede podél již stávajících linek, tak není problém z hlediska zástavby nebo chráněného území. Volná kapacita v rozvodně Libochovany činí 30 MVA (investice do rozšíření rozvodny).

3.2 VYVEDENÍ VÝKONU SMĚREM NA VÝCHOD

Varianta 5: Vedení V210 vede do rozvodny Bezděčín. Možnost využití trasy vedení (asi 80 km).

Varianta 6: Vedení V210 těsně míjí rozvodnu Babylon. Připadá v úvahu odbočka do této rozvodny. Využilo by se asi 30 km trasy a poté nutná výstavba 2 km nové odbočky do rozvodny Babylon. Tato odbočka by vedla paralelně s linkou V450 (400 kV) a nebrání jí zástavba nebo chráněné území.

Varianta 7: Vyvedení směrem na jih (rozvodna Litoměřice sever) je komplikovaná z hlediska výskytu CHKO České středohoří a četných přírodních památek tímto směrem.

Varianta 8: Využití části trasy vedení V210 6,5 km a následně odbočení doleva (směrem na sever) a vybudování nového vedení podél dvojité linky V1513 a V1511 o délce cca 9 km. Vzhledem k existenci těchto dvou vedení není problém se zástavbou. Nevýhodou této možnosti je častá změna směru vedení. Volná kapacita v rozvodně je 28 MVA (investice do rozšíření rozvodny).

3.3 VÝSLEDNÁ VARIANTA

Vzhledem k možnostem rozdělení výkonu do více částí, je možné zkombinovat varianty z obou skupin. Nejlepší se zdá varianta vyvedení výkonu do rozvodny Chotějovice a Babylon. Znamená to přebudování rušené linky V210 do obou směrů a vybudování krátké asi 2 km dlouhé odbočky do rozvodny Babylon. Tyto rozvodny jsou výhodné z hlediska své kapacity a napěťové úrovně a tudíž vyvedení výkonu do přenosové sítě.

4 ZÁVĚR

Na základě objektivního technického odhadu byla vybrána jedna konkrétní varianta, tj. konkrétní trasa venkovního vedení, která postoupí následnému výpočtu v kooperaci se společností ČEPS Invest, a.s. Ve spolupráci s touto společností bude provedena simulace vedení. Ve vybrané lokalitě jsou vybrány dva kotevní úseky vedení a bude proveden výpočet těchto úseků. Vzhledem k požadavkům editora na maximální rozsah příspěvku, budou kompletní výsledky předmětem související ústní obhajoby tohoto příspěvku.

REFERENCE

- [1] Kodex přenosové soustavy: Část II. - Podpůrné služby. Revize 16. Praha: ČEPS, 2016.
- [2] Podpůrné služby - přenos elektřiny. OEnergetice [online]. [cit. 2017-03-14]. Dostupné z: <http://oenergetice.cz/technologie/elektroenergetika/podpurne-sluzby-prenos-elektriny/>
- [3] Uhelné elektrárny v ČR. Skupina ČEZ [online]. Praha: ČEZ, 2016 [cit. 2016-11-12]. Dostupné z: <https://www.cez.cz/cs/vyroba-elektriny/uhelne-elektrarny/cr.html>
- [4] ČEPS, a. s., Technická infrastruktura, Rozvoj PS, Plán rozvoje přenosové soustavy České republiky 2016 - 2025, [online], 2015, [2016-11-19], Dostupné z: <http://www.ceps.cz/>

THE DEVELOPMENT OF THE MODEL OF PV SYSTEM FOR ELECTRIC WATER HEATING

Tomas Sochor

Bachelor Degree Programme (3), FEEC BUT

E-mail: xsocho13@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Michal Ptacek

E-mail: ptacekm@feec.vutbr.cz

Abstract: Generally, this paper informs about a concepts of the system for electric water heating which contains photovoltaic (PV) panels. Furthermore, the paper describes chosen concept in detail and it shows proposed model in software PSCAD. Finally, it brings and discusses first acheived results of the simulation of PV subsystem for different operational conditions.

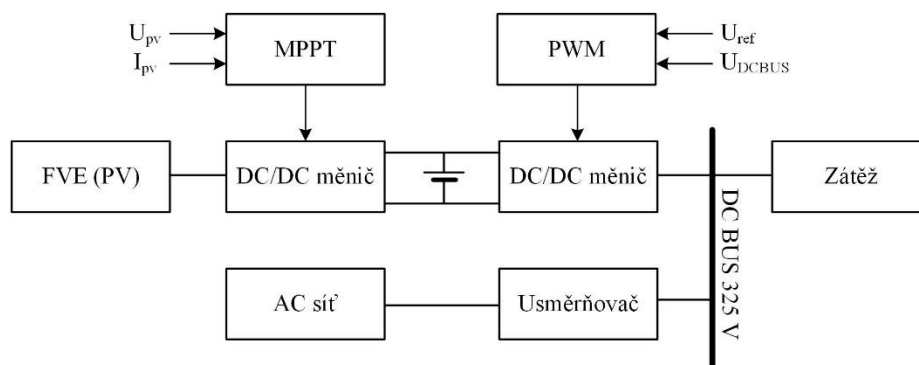
Keywords: PSCAD, PV, water heating, MPPT

1 ÚVOD

V rámci elektrizační soustavy České republiky a států Evropské Unie (EU) se v blízké budoucnosti očekává nárůst instalací fotovoltaických elektráren (FVE) připojených do hladiny nízkého napětí. Obecně se předpokládá nárůst celkového instalovaného výkonu FVE umístěných na střechách jednotlivých objektů, což má přispět zejména ke zvýšení jejich energetické soběstačnosti. Pro zvýšení energetické soběstačnosti byl v České republice vyhlášen program Nová zelená úsporám, který mimo jiné poskytuje dotace právě na fotovoltaické systémy [1]. Jsou to hlavně systémy pro přípravu teplé vody a pro systémy s akumulací elektrické energie. Na druhou stranu je dobré mít v povědomí, že zvýšení celkového podílu rozptýlené výroby s sebou pravděpodobně přinese i řadu problému v souvislosti s řízením elektrizační soustavy. Článek se proto zabývá poměrně aktuální problematikou a snaží se demonstrovat prvotní výsledky simulací navrženého konceptu implementující fotovoltaické panely pro ohřev užitkové vody.

2 KONCEPCE FVE A OHŘEVU UŽITKOVÉ VODY

Existuje řada konceptů, kdy je využíváno FVE pro ohřev užitkové vody. V praxi jsou k nalezení jednoduchá řešení, kdy je FVE přímo připojena na topnou spirálu v zásobníku užitkové vody nebo i ta více sofistikovaná, kdy jde o komplexní hybridní systém připojený/nepřipojený k distribuční síti. Následující Obrázek 1 ukazuje zvolený koncept zapojení FVE pro ohřev užitkové vody.

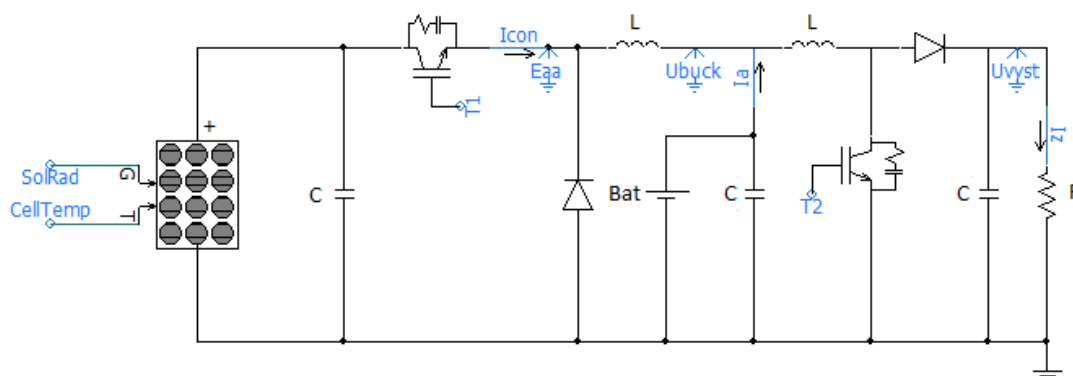


Obrázek 1: Blokové schéma konceptu systému ohřevu užitkové vody využívající fotovoltaické panely a připojení do distribuční sítě

Tento koncept vychází z obecného zapojení fotovoltaického systému s akumulací energie bez bližší specifikace zátěže [2]. Blokové schéma konceptu poukazuje na využití maximum power point tracker (MPPT), který představuje část/komponentu využívanou v systémech s fotovoltaickými panely [3]. Tato část představuje algoritmus, který prostřednictvím DC/DC konvertoru impedančně přizpůsobuje zátěž tak, aby se pracovní bod fotovoltaického panelu nacházel v bodě maximálního výkonu. Navržený model tento konvertor uvažuje a realizuje tzv. snižujícím (buck) měničem. Následně se v obvodu nachází baterie, která slouží ke stabilizaci napětí, ale také zaručuje dodávku energie v době, kdy FVE nevyrobí. Napětí na baterii je poté pomocí zvyšujícího (boost) měniče navýšeno na hodnotu 325 V. Tato hodnota byla zvolena z důvodu velikosti usměrněného napětí ze sítě. Řízení systému je uvažováno tak, že pokud není dostatek výkonu dodávaného z fotovoltaických panelů ani z baterie, zátěž se automaticky přepojí na distribuční síť. Distribuční síť v aktuálně nastaveném schématu řízení slouží jako záloha a výkon ze sítě je do topného tělesa dodáván pouze tehdy, pokud je fotovoltaická část odpojena. Nejedná se o hybridní fotovoltaický systém, nýbrž jde o tzv. stand alone systém.

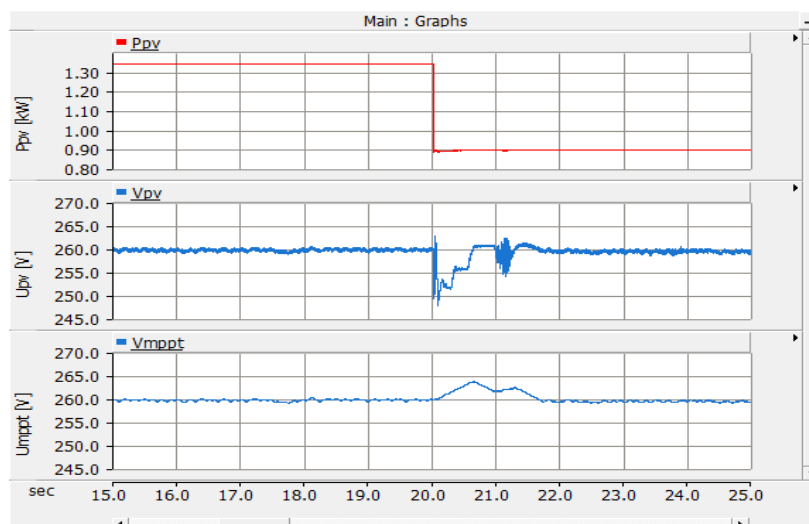
3 NÁVRH MODELU V PROGRAMU PSCAD

Samotná realizace modelu je provedena v programu PSCAD. Následující obrázek 2 demonstruje návrh fotovoltaické části systému. Parametrizování samotných součástek měničů je podrobně popsáno v odborné literatuře [2] [4] [5] [6].



Obrázek 2: Náhled na návrh fotovoltaické části systému realizované v prostředí PSCAD

Následující simulace znázorňuje funkčnost pouze části FV systému, a to funkčnost MPPT algoritmu. Metoda MPPT byla zvolena Perturb and observe (P&O). Tato metoda je ve většině fotovoltaických systémů nejpoužívanější. Simulace byla navržena tak, že v čase 20 s se řízení přenastaví hodnota intenzity slunečního záření z hodnoty 600 W/m^2 na hodnotu 400 W/m^2 . Celkový čas simulace byl 50 s. Vykreslen byl pouze interval 15 – 25 s. Krok simulace byl nastaven na $20 \mu\text{s}$. Obrázek 3 demonstruje odezvu dodávaného výkonu FVE, napětí na panelech v průběhu simulace a také napětí generované algoritmem MPPT. Algoritmus tedy při změně záření reguluje napětí na fotovoltaických panelech na hodnotu maximálního dodávaného výkonu. Překmit napětí na fotovoltaických panelech při změně intenzity záření činil 10 V.



Obrázek 3: Dodávaný výkon FV panely při různých hodnotách intenzity záření (nahore), napětí na FV panelech v průběhu změny intenzity záření (ve středu), napětí generované algoritmem MPPT (dole)

4 ZÁVĚR

Navržený model fotovoltaického systému pro ohřev vody s možností akumulace energie má řadu výhod v souvislosti se spolehlivostí. Přináší s sebou ale také značné nároky na regulaci nabíjení a vybíjení baterie, nebo vytvoření algoritmu a podmínek pro přepínání mezi fotovoltaickou částí a distribuční sítí. Tyto problémy je nezbytné ještě vyřešit a jsou předmětem související bakalářské práce, nebo budou předmětem přímo ústní obhajoby tohoto příspěvku.

REFERENCE

- [1] Podmínky oblasti podpory C. *Nová zelená úsporám* [online]. [cit. 2017-03-14]. Dostupné z: <http://www.novazelenausporam.cz/podminky-oblasti-podpory-c-3-vyzva/>
- [2] GULES, R., J. DE PELLEGRIN PACHECO, H.L. HEY a J. IMHOFF. A Maximum Power Point Tracking System With Parallel Connection for PV Stand-Alone Applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics* [online]. 2008, 55(7), 2674-2683 [cit. 2017-03-15]. DOI: 10.1109/TIE.2008.924033. ISSN 0278-0046. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/document/4497230/>
- [3] Osisioma Ezinwanne, Fu Zhongwen, Li Zhijun, Energy Performance and Cost Comparison of MPPT Techniques for Photovoltaics and other Applications, *Energy Procedia*, Volume 107, February 2017, Pages 297-303, ISSN 1876-6102
- [4] HAUKE, Brigitte. Basic Calculation of a Boost Converter's Power Stage. In: *Texas Instruments* [online]. 2009 [cit. 2017-03-15]. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/an/slva372c/slva372c.pdf>
- [5] HAUKE, Brigett. Basic Calculation of a Buck Converter's Power Stage. In: *Texas Instruments* [online]. 2011 [cit. 2017-03-15]. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/an/slva477b/slva477b.pdf>
- [6] ROSS, J.N. *The essence of power electronics*. New York: Prentice Hall, 1997, 217 s. ISBN 0-13-525643-7.

Bakalářské projekty

Kybernetika a automatizace,
Teoretická elektrotechnika,
fyzika a matematika

LABORATORY POWER SUPPLY

Radek Tománek

Bachelor Degree Programme (3), FEEC BUT

E-mail: xtoman30@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Marie Havlíková

E-mail: havlika@feec.vutbr.cz

Abstract: The paper is focused on a design of laboratory power supply with more outputs. During the design of the whole device reliability and EMC were the most important. The power supply was required to have many functions which common power supplies don't allow. The article describes its basic characteristics, principles and unique voltage preregulators.

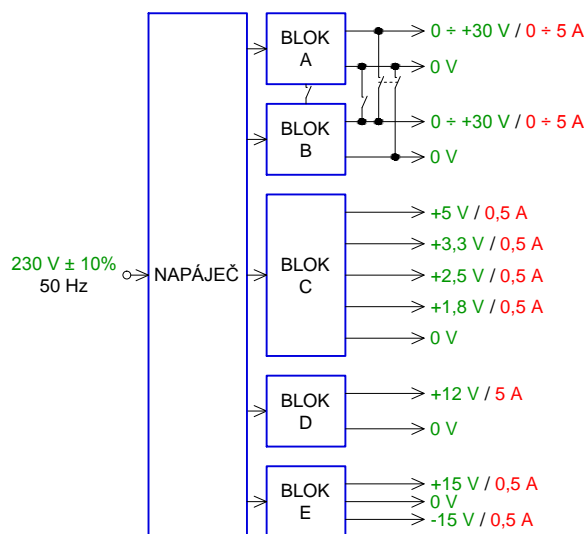
Keywords: laboratory power supply, constant voltage power supply, constant current power supply

1 ÚVOD

Laboratorní zdroje v dnešní době patří k základní výbavě mnoha technických pracovišť. Mou snahou je navrhnout stejnosměrný stabilizovaný laboratorní zdroj, který umožní bezpečné napájení základních částí elektronických přístrojů při jejich vývoji, kdy ještě nejsou realizované jednoúčelové zdroje optimalizované pro napájení daného zařízení.

2 ZÁKLADNÍ POPIS JEDNOTLIVÝCH BLOKŮ ZDROJE

Požadováno je více samostatných zdrojů s různými vlastnostmi, které budou galvanicky oddělené od rozvodné sítě i vzájemně mezi sebou. Blokové schéma s naznačenou vazbou mezi galvanicky oddělenými bloky zdroje je na obrázku 1. Napáječ napájí jednotlivé bloky zdroje střídavým proudem. Transformátor uvnitř napáječe zajišťuje, že všechny jeho výstupy jsou vzájemně galvanicky oddělené a jsou plovoucí i vůči síťovému napětí.



Obrázek 1: Blokové schéma vazeb výstupních bloků laboratorního zdroje

2.1 REGULOVATELNÉ BLOKY A A B

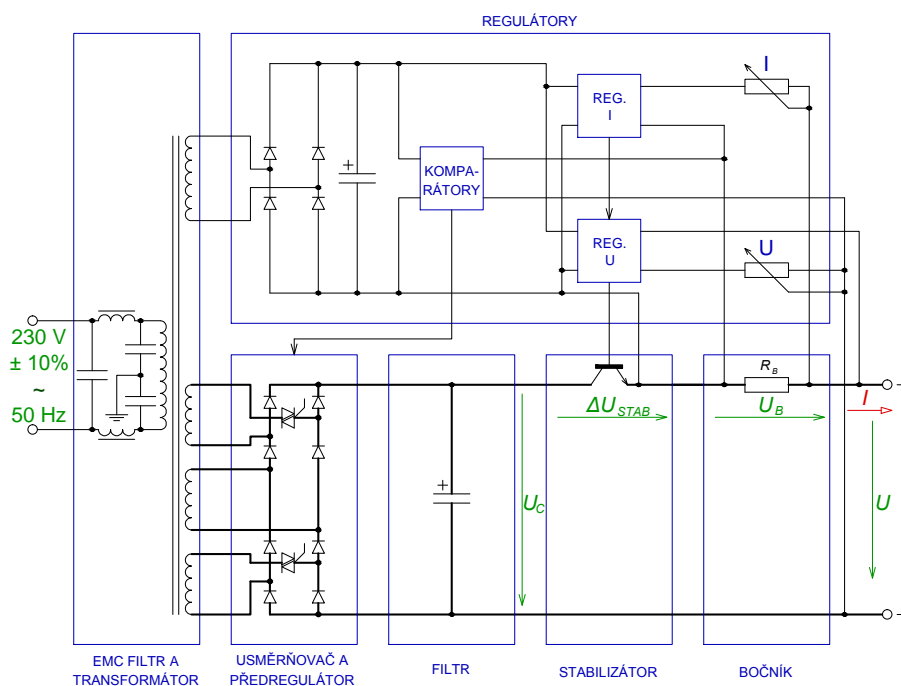
Ve zdroji jsou dva nezávislé regulovatelné zdroje s jmenovitým výstupním napětím v rozsahu $0 \div 30\text{V}$ a nastavitelným proudovým omezením se jmenovitým zatěžovacím proudem v rozsahu $0 \div 5\text{A}$. Tyto zdroje umožní jejich vzájemné sériové nebo paralelní spojení včetně spojení jejich regulátorů. To zajistí rovnoměrné zatěžování jednotlivých výkonových bloků v paralelním spojení. U sériového spojení bude možné symetrické napájení zátěže s vyvedeným středem.

2.2 BLOKY PEVNÝCH NAPĚTÍ C, D A E

Pro napájení logických obvodů je určen blok C s výstupy o napětích $U_0 = 5\text{V}, 3,3\text{V}, 2,5\text{V}$ a $1,8\text{V}$. Další blok D je s výstupním napětím $U_0 = 12\text{V}$. Blok E umožňuje napájení analogových obvodů symetrickým napětím $U_0 = \pm 15\text{V}$. Jejich maximální výstupní proudy I_K jsou patrné z obrázku 1.

3 PRINCIP ČINNOSTI REGULOVATELNÝCH ZDROJŮ

V laboratorním zdroji jsou dva stejné regulovatelné bloky, které jsou v normálním režimu galvanicky vzájemně oddělené a na sobě nezávislé. Schéma jednoho regulovatelného zdroje je na obrázku 2.



Obrázek 2: Principiální schéma navrženého regulovatelného zdroje

3.1 VÝKONOVÁ ČÁST

Celý zdroj je napájený ze sítě o napětí $230\text{V} \pm 10\%$ a kmitočtu 50Hz . Ve vstupní části je EMC filtr a společný transformátor, který napájí jednotlivé bloky zdroje. Výkonová část regulovatelného zdroje je připojena ke 3 sekundárním vinutím. Ve zdroji je bezkontaktní čtyřstupňová předregulace napětí spínaná v nule. Předregulátor spíná příslušné vinutí tak, aby bylo potřebné napětí U_C na filtru. V usměrňovači se sečtou napětí sepnutých vinutí, což zajistí potřebné napětí U_C na filtračním kondenzátoru. Tento způsob má mnoho výhod oproti ostatním způsobům předregulace používaných v laboratorních zdrojích. Patří k nim např. nízké rušení a opotřebení při přechodových dějích.

Toto zvládnuté napětí je buď stabilizováno na konstantní výstupní napětí nebo je z filtru odebírán konstantní proud. Pro účel regulace proudu I a jeho případného měření je za regulačním tranzistorem zařazen bočník R_B , který převádí výstupní proud I na vyhodnocovací napětí U_B .

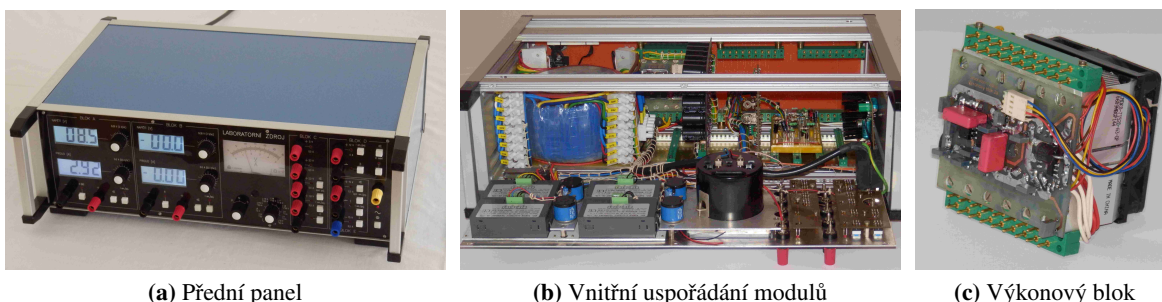
3.2 REGULÁTORY

Ve zdroji se reguluje výstupní napětí U , výstupní proud I a úbytek napětí na regulačním tranzistoru ΔU_{STAB} . Regulátory výstupního napětí U a výstupního proudu I jsou spojitě a vždy je v činnosti pouze jeden v závislosti na nastaveném napětí U_0 resp. proudu I_K a odporu zátěže R_Z . [1] Žádaná hodnota je tedy regulovatelná. Regulace úbytku napětí na regulačním tranzistoru ΔU_{STAB} je skoková a žádaná hodnota je konstantní. Vlivem skokové regulace je na tranzistoru napětí ΔU_{STAB} regulováno pouze v pevně definovaných mezích.

Ze schématu na obrázku 2 je také patrné, že napětí na filtračním kondenzátoru U_C je proměnné, ale regulátory jsou napájeny ze samostatného vinutí, což zajišťuje napájení regulátoru konstantním napětím nezávisle na výstupním napětí zdroje U . Nulový potenciál napájecího napětí regulátorů je spojen s emitorem regulačního tranzistoru výkonové části. [2]

4 DALŠÍ FUNKCE LABORATORNÍHO ZDROJE

Navrhovaný zdroj by měl dále nabídnout volbu typu zatěžovací charakteristiky u všech jeho bloků. V plánu je mít na všech výstupech zdrojů bezvýkonnostní odpojovače, jejichž vnitřní odpor bude zpětnovazebně kompenzován. U regulovatelných zdrojů by měly ampérmetry při vypnutých odpojovačích ukazovat přednastavenou hodnotu proudu namísto nulového výstupního proudu. Pro indikaci jsou u všech bloků navrženy vypínatelné akustické signalizace dosažení maximálního proudu.



Obrázek 3: Konstrukce laboratorního zdroje

5 ZÁVĚR

Část navrhnutého zdroje jsem už realizoval, a to s velkým důrazem na EMC a na kvalitní konstrukci celého zařízení. Fotky realizované části jsou na obrázku 3. Výstupní bloky A a částečně i C už fungují, i když jsou ve zdroji zatím ještě osazeny některé prototypové části. To ale umožnilo plnohodnotně odzkoušet výkonovou část bloku A, která už spolehlivě funguje v celém jejím pracovním rozsahu.

REFERENCE

- [1] Agilent Technologies: DC power supply handbook - application note 90B. [online] <<http://literature.cdn.keysight.com/litweb/pdf/5952-4020.pdf>>, Naposledy navštíveno 21. 12. 2016.
- [2] TESLA: *Dokumentace - stabilizovaný zdroj - TESLA; BK 180.*

ANTI-WINDUP METHODS FOR LINEAR DYNAMIC SYSTEMS

Michal Kozubík

Bachelor (3), FEEC BUT

E-mail: xkozub05@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Pavel Václavek

E-mail: vaclavek@feec.vutbr.cz

Abstract: The aim of this work is to introduce integrator windup and methods of its compensation. Presented methods are Internal Model Control(IMC) and design based on solving linear matrix inequalities (LMI).

Keywords: MIMO systems, integral windup, LMI

1 ÚVOD

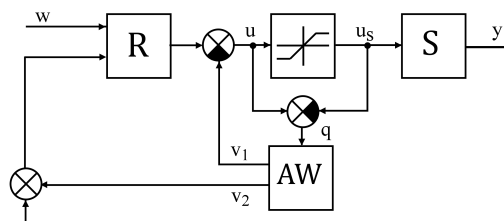
V řídicí praxi se regulátory navrhují dle lineární teorie. Umožňuje to fakt, že se systém pohybuje v malém okolí rovnovážného stavu. I přes to je nutné uvažovat jednu ze základních nelinearit a tou je nasycení akční veličiny. Toto je zřejmé z fyzikální podstaty věci, protože vždy bude existovat určitá mez, kterou nebude moci akční zásah přesáhnout (například maximální napětí). Vliv této saturace se nejvíce projeví, pokud regulátor obsahuje integrační složku. [1]

Důsledkem je přerušování zpětné vazby, jelikož změna výstupu soustavy nemá vliv na její vstup. Regulátor pak pracuje v otevřené smyčce a neustále integruje odchylku. To se následně projeví po změně znaménka regulační odchylky. Vysoká naintegrovaná hodnota se musí odintegrovat, což způsobuje prodloužení regulačního děje a může vést k nestabilitě celého systému. Návrh anti-windupu je pak snaha o to, aby dopad omezení akční veličiny byl minimální.

2 NÁVRH ANTI-WINDUPU

2.1 STANDARDNÍ SCHÉMA ANTI-WINDUP

Jak již bylo zmíněno, hlavní myšlenkou návrhu anti-windupu je přiblížit chování omezeného reálného systému chování systému ideálního. Z toho plyne potřeba zajistit, aby požadovaný akční zásah nebyl hluboko v pásmu saturace. Pokud se již výstup do saturace dostal, je nutné upravit regulační odchylku tak, aby její integraci docházelo k rychlejšímu opuštění tohoto pásma. Obě tyto činnosti zajišťuje regulační smyčka sestavená podle schématu na obrázku 1.



Obrázek 1: Regulační smyčka s anti-windupem

Ze schématu vyplývá, že člen AW bude aktivní pouze, pokud bude výstup regulátoru u saturován, protože pouze tehdy bude signál q nenulový. Je také patrné, že výstupní signál anti-windupu se dělí na dvě části: v_1 upravující výstup regulátoru a v_2 upravující regulační odchylku.

2.2 METODA IMC

Metoda řízení s vnitřním modelem soustavy nebyla původně pro kompenzaci windup jevu zamýšlena, jelikož není navržený regulátor informován o tom, zdali je akční zásah za hranicí saturace, či nikoliv. Po přepracování v [3] bylo možné již tuto metodu použít i pro návrh anti-windupu.

Výhodou této metody je, že vždy existuje řešení a jedná se o jednoduchou metodu, jelikož návrh anti-windupu spočívá pouze v kombinaci matic regulátoru a soustavy:

$$\mathbf{A}_{AW} = \mathbf{A}_S, \quad \mathbf{B}_{AW} = \mathbf{B}_S, \quad \mathbf{C}_{AW} = \begin{bmatrix} \mathbf{B}_R \mathbf{C}_S \\ \mathbf{D}_R \mathbf{C}_S \end{bmatrix}, \quad \mathbf{D}_{AW} = \begin{bmatrix} \mathbf{B}_R \mathbf{D}_S \\ \mathbf{D}_R \mathbf{D}_S \end{bmatrix} \quad (1)$$

Pro tuto metodu platí, že pokud je soustava S asymptoticky stabilní, je stabilní celý systém. Tato stabilita je však na úkor kvality regulace. To se projeví například u pomalých soustav, jak bude ukázáno v části 3.

2.3 METODA NÁVRHU POMOCÍ LMI

Tato metoda je založena na minimalizaci L_2 -zesílení γ mezi vstupem w a výstupem z systému podle upraveného schématu v [2]. Aby bylo možné najít vhodný anti-windup musí být splněny následující podmínky:

1.
$$\begin{bmatrix} \mathbf{X}_{11} \mathbf{A}_S^T + \mathbf{A}_S \mathbf{X}_{11} & \mathbf{B}_{S,w} & \mathbf{X}_{11} \mathbf{C}_{S,z}^T \\ \mathbf{B}_{S,w}^T & -\gamma \mathbf{I} & \mathbf{D}_{S,zw}^T \\ \mathbf{C}_{S,z} \mathbf{X}_{11} & \mathbf{D}_{S,zw} & -\gamma \mathbf{I} \end{bmatrix} < 0$$
2.
$$\begin{bmatrix} \mathbf{Y} \mathbf{A}_{CL}^T + \mathbf{A}_{CL} \mathbf{Y} & \mathbf{B}_{CL,w} & \mathbf{Y} \mathbf{C}_{CL}^T \\ \mathbf{B}_{CL,w}^T & -\gamma \mathbf{I} & \mathbf{D}_{CL,w}^T \\ \mathbf{C}_{CL} \mathbf{Y} & \mathbf{D}_{CL,w} & -\gamma \mathbf{I} \end{bmatrix} < 0$$
3. $\mathbf{X} - \mathbf{Y} \geq 0$
4. $h(\mathbf{X} - \mathbf{Y}) \leq n_{AW}$

Pro proměnné v LMI platí $\mathbf{X} = \mathbf{X}^T = \begin{bmatrix} \mathbf{X}_{11} & \mathbf{X}_{12} \\ \mathbf{X}_{21} & \mathbf{X}_{22} \end{bmatrix} > 0$, $\mathbf{Y} = \mathbf{Y}^T > 0$, $\gamma > 0$. Tyto proměnné jsou následně použity při tvorbě matic \mathbf{G} , \mathbf{H} a Ψ pro LMI (2).

Příčemž platí, že první dvě podmínky jsou požadavky z hlediska L_2 . Podmínka č.4 představuje nekonvexní problém. Nicméně vypadává, pokud je anti-windup statický člen nebo dynamický člen řádu stejného řádu, jako soustava, či vyššího. Následně je vyřešena následující LMI:

$$\Psi + \mathbf{G}^T \Lambda^T \mathbf{H} + \mathbf{H}^T \Lambda \mathbf{G} < 0 \quad (2)$$

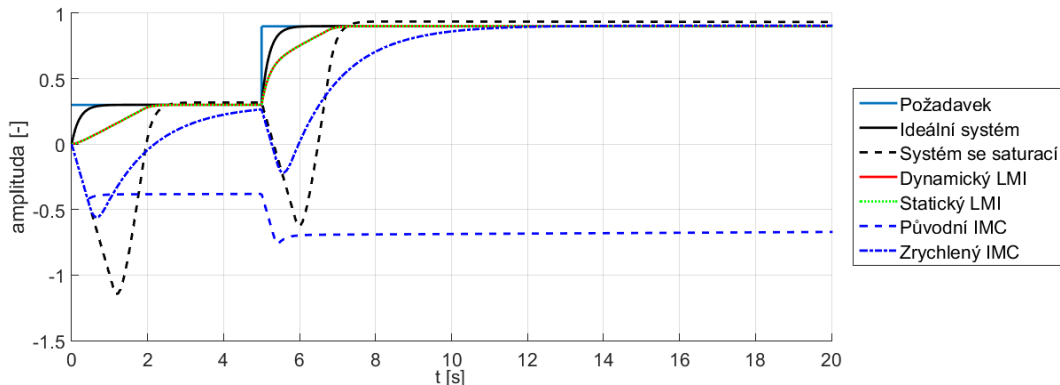
Podrobný postup, včetně výpočtu jednotlivých matic systému je v [2].

3 POROVNÁNÍ

Testování výsledků proběhlo na jednoduchém MIMO systému při zanedbané poruše a saturaci nastavené na hodnotě ± 1 :

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} \frac{-2}{s+0,001} & \frac{1}{s+0,001} \\ \frac{3}{s+0,001} & \frac{-2}{s+0,001} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{R} = \begin{bmatrix} \frac{10s+0,1}{15s+0,15} & \frac{5s+0,05}{10s+0,1} \\ \frac{s}{s} & \frac{s}{s} \end{bmatrix} \quad (3)$$

Tento systém reagoval v čase $t = 0$ na skokový požadavek $w = \begin{bmatrix} 0,5 \\ 0,3 \end{bmatrix}$ následovaný v čase $t = 5$ skokovou změnou požadavku na $w = \begin{bmatrix} 0,75 \\ 0,9 \end{bmatrix}$. Reakce systému je zobrazena na Obrázku 2. Z praktických důvodů je zobrazen pouze výstup č. 2.



Obrázek 2: Výstup 2 testovacího systému

Je patrné, že použití IMC má velký dopad na kvalitu regulace. V původním návrhu se systém ustaloval velmi pomalu. Pokud byl tento anti-windup zrychlen vynásobením matice \mathbf{A} experimentální hodnotou 750, došlo k omezení překmitu a zrychlení ustálení. Jak bylo zmíněno výše, kvalita je závislá na povaze soustavy. Jedná se ovšem o jednoduchou metodu založenou na dosazení matic.

Anti-windupy navržené pomocí LMI zajistily stejné chování systému. Doba ustálení byla sice delší než u ideálního systému, ale překmit byl prakticky nulový. Při rozhodování, který zvolit, by bylo možné přihlídnout k výpočetní náročnosti. V této oblasti je lepší použít statický anti-windup. Problémem je ovšem to, že statický návrh není vždy řešitelný a také vždy neplatí to, co nastalo u testovací soustavy - stejný výsledek.

4 ZÁVĚR

Tento článek uvedl problematiku návrhu anti-windupu pro lineární systémy. Byly stručně představeny dvě metody a to IMC a návrh pomocí LMI. Tyto metody byly následně otestovány na jednoduché soustavě a zhodnoceny, přičemž byly vzaty v potaz kvalita potlačení anti-windupu, složitost návrhu a výpočetní náročnost. Další práce na projektu spočívá v tvorbě návrhového systému založeného na představených metodách.

REFERENCE

- [1] Aström, K. J. a Rundqwist, L.: *Integrator windup and how to avoid it.*, 1989 American Control Conference, strany 1693–1698, červen 1989.
- [2] Grimm, G., Postlethwaite, I., Teel, A. R., Turner, M. C. a Zaccarian, L.: *Linear matrix inequalities for full and reduced order anti-windup synthesis*, 2001 American Control Conference, strany 4134-4139, Arlington, VA, USA, 2001.
- [3] Kothare, M. V., Zheng, A. a Morari, M.: *Anti-windup design for internal model control*. International Journal of Control, strany 1015-1024, 1994.

ROBOTIC MANIPULATOR FOR IONIZING RADIATION SAMPLE MEASUREMENT

Vojtěch Míček

Bachelor Degree Programme (3), FEEC BUT

E-mail: xmicek04@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Petr Petyovský

E-mail: petyovsky@feec.vutbr.cz

Abstract: This term thesis is interested in designing of robot manipulator for measurement of active samples for ionizing radiation laboratory of Department of Electrical Power Engineering VUT Brno. The goal is to create robotic manipulator which will be easy to manufacture, easy to control, absolutely reliable, cheap and accurate enough. So, it will radically reduce time consumption of measurement of neutron field. Construction is based on FM-SYSTEME aluminium structural framing and movement is provided by stepper motor Microcon SX23-1414.

Keywords: Robot manipulator, automatization, measurement of active samples, stepper motor, SX23-1414, aluminium structural framing, toothed belt. }

1 ÚVOD

Cílem práce je částečně zautomatizovat měření neutronového pole pro laboratoř ionizujícího záření na Ústavu elektroenergetiky VUT v Brně. Konkrétněji je třeba kompletně vyvinout systém, který bude automaticky vyměňovat aktivační fólie na gama spektrometru. Částečná automatizace pracoviště by měla razantně snížit počet potřebných lidských zásahů do měření. Výsledkem by mělo být ušetření práce, a zároveň by se díky odstranění lidského faktoru měla zvýšit přesnost měření.

2 SEZNÁMENÍ SE S LABORATOŘÍ IONIZUJÍCÍHO ZÁŘENÍ

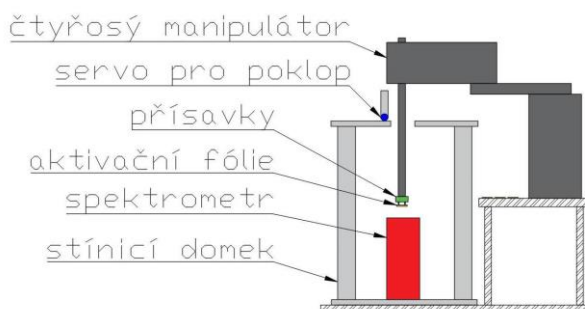
Základním kamenem laboratoře je neutronový zářič ^{241}Am . Má neutronový tok $5.6 \cdot 10^6$ n/s. Kapsle je umístěna v měřicím standu SVICKA (měřicí aparatura s různými ozařovacími kanály a hlavním přístupem, obrázek 1a). Aparatura je tvořena několika měřicími kanály v podobě PVC trubek a dále několika vrstvami stínění (parafín, borax a olovo). Další součástí laboratoře je měřicí řetězec obsahující germaniový gama spektrometr (HPGe). Pro minimalizování vlivu pozadí je spektrometr umístěn ve stínícím domku, složeného z olověných desek a šípových olověných cihel (obrázek 1b).



Obrázek 1: Měřicí stand SVICKA a měřicí domek

3 VYUŽITÍ KOMERČNĚ DOSTUPNÝCH MANIPULÁTORŮ

Pro měření aktivačních fólií by se dala použít většina typů komerčně dostupných manipulátorů. Vzhledem k zadání úlohy by nejvíce vyhovoval manipulátor čtyřosý, ten by zároveň poskytoval nejvyšší přesnost měření. Jak by takovéto řešení vypadalo lze vidět na obrázku 2.



Obrázek 2: Koncepte s využitím čtyřosého manipulátoru

Bohužel toto řešení nelze, vzhledem k jeho ceně, realizovat.

4 NÁVRH VLASTNÍHO MANIPULÁTORU

V průběhu práce jsem se zabýval mnohými koncepcemi, jak by se dal potřebný manipulátor vyrobit. Vzhledem k rozsahu tohoto příspěvku se budu věnovat pouze realizovanému řešení.

4.1 KONCEPCE S VYUŽITÍM SYNCHRONNÍHO ŘEMENU

Základem této koncepce je krokový motor a ozubený řemen, na který se budou v daných vzdálenostech lepit aktivační fólie. Rotací hnací kladky se řemen spolu s nalepenými fóliemi posune tak, aby příslušná fólie byla přesně nad spektrometrem a mohlo se provést její změření. Toto řešení má hned několik výhod. Předně je snadno vyrobitelné, nepřesahuje na pracovišti do stran, oproti jiným návrhům má nejvyšší kapacitu na aktivační fólie a vzhledem k průřezu řemenu budou stačit ve stínícím domku jen malé otvory, takže se zvýší přesnost měření. Koncepti můžete vidět na obrázku 3.

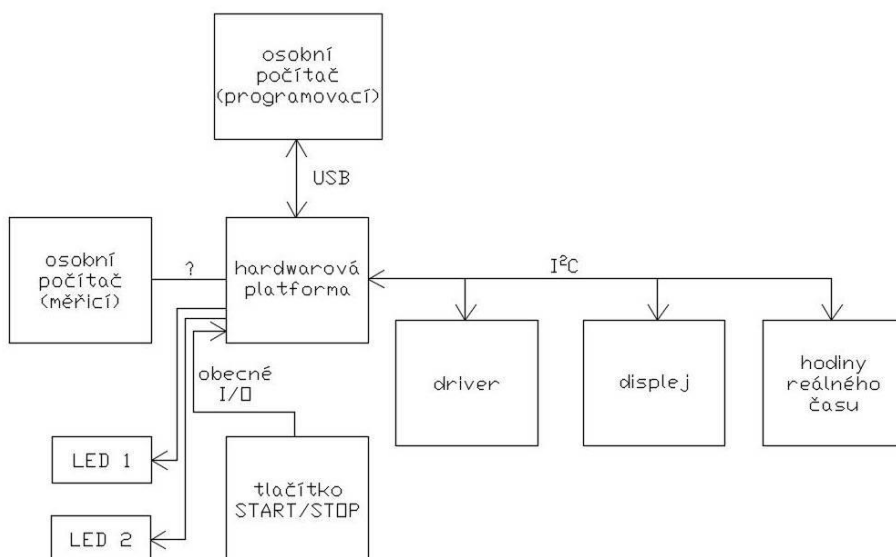


Obrázek 3: Vizualizace měřícího pracoviště

4.2 VÝBĚR ELEKTRONIKY

Při výběru vhodného pohonu jsem byl omezen cenou. Vzhledem k tomu, že hotové servomotory stojí minimálně jednotky tisíc, zůstala mi jako jediná možnost sáhnout po krokovém motoru. Dle výpočtu pro pohon řemenu stačí motor s krouticím momentem 0,5 Nm. Zvolil jsem motor od firmy Microcon SX23-1414.

Vybrat driver bude možné až po změření potřebného krouticího momentu, prozatím předpokládám, že využiji cenově dostupný driver DRV 8825. Ten bude řízen mikrokontrolerem, vzhledem k výpočetní nenáročnosti úlohy předpokládám využití platformy Arduino Nano, pokud by se neosvědčilo přešel bych na platformu STM32F4. Předpokládané zapojení je na obrázku 4.



Obrázek 4: Propojení řídicí elektroniky

5 ZÁVĚR

V rámci této práce jsem se seznámil s laboratoří ionizujícího záření a s metodou měření neutronového pole. Hlavní částí mé práce byl teoretický návrh manipulátoru. Navrhl jsem mnoho použitelných koncepcí, ze kterých jsem vybral jednu, která vyhovovala zadání a je s pomocí dostupných prostředků realizovatelná. V době psaní tohoto příspěvku probíhají finální práce na mechanické konstrukci manipulátoru, výroba probíhá dle návrhu a rozpracovaný manipulátor pracuje dle předpokladů. Dále bude následovat měření jeho parametrů a v závislosti na nich ověření, zda je zvolená řídicí elektronika dostačující. Předposledním krokem bude programování řízení krokového motoru. Na závěr bude probíhat důkladné testování, vzhledem k povaze úlohy je potřebná maximální spolehlivost.

REFERENCE

- [1] ŠTEFÁNIK, MILAN. Aktivační a prahové reakce nízkých účinných průřezů. Praha 2006., 65s. Bakalářská práce na Fakultě jaderné a fyzikálně inženýrské na Českém vysokém učení technickém v Praze. Vedoucí bakalářské práce Ing. Karel KATOVSKÝ
- [2] Katalogový list, Motory SX [online]. [cit. 29. 11. 2016]. Dostupné z URL:<<http://www.microcon.cz/pdf2015/motorySX.pdf>>

SOFTWARE FRAMEWORK FOR A DEVELOPMENT OF EQUIVALENT-CIRCUIT MODEL

Filip Mivalt

Bachelor Degree Programme (3), FEEC BUT

E-mail: xmival00@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Petr Sedlak

E-mail: sedlakp@feec.vutbr.cz

Abstract: The paper describes a software for development of equivalent-circuit models and its parameters estimation on the basis of experimental data. The software engine contains set of features necessary for impedance computing of any circuit composed of only linear, passive elements. Functions are implemented with regard to possibility of algorithm extension with voltage and current sources or active components. Software engine also contains features for evaluation of equivalent-circuit models and basic elements of artificial intelligence as artificial neural networks with basic learning method.

Keywords: Software engine, equivalent-circuit model, node voltage method, artificial neural network

1 ÚVOD

Impedanční ekvivalentní náhradní modely zaujímají v praktickém světě nenahraditelnou pozici při popisu reálných elektronických součástek a systémů, jako jsou například elektrody, rozhraní elektroda-kůže, některé typy biosenzorů a další. Samotné modely bývají sestavovány buď na základě znalostí popisovaného systému, nebo empiricky. Odborníci na problematiku modelovaného systému a uživatelé z odborné praxe ke své činnosti využívají sofistikované programy zaměřené na tuto problematiku. Ve velkém množství funkcí se však uživatel často ztrácí nebo naopak některé funkce postrádá. Zejména možnost odhadu jednotlivých hodnot parametrů u již sestavených obvodů. Dále je nevýhodou velmi omezená možnost sdílení dat s jinými programy, popřípadě jejich export. Tato práce se zabývá implementací sady funkcí potřebných k realizaci grafického vývojového prostředí pro tvorbu impedančních ekvivalentních náhradních modelů a k odhadu jejich parametrů.

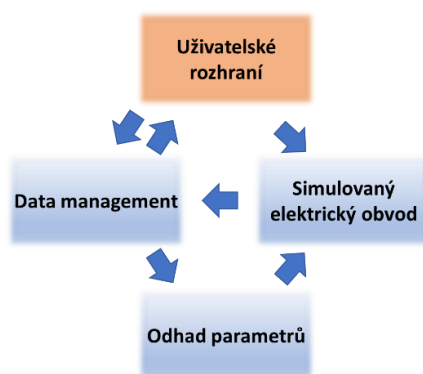
2 NÁVRH STRUKTURY SOFTWARE

Navrhované vývojové prostředí pro impedanční ekvivalentní náhradní modely lze rozdělit do dvou hlavních skupin. Tou první je uživatelské rozhraní, které by mělo poskytovat intuitivní a funkční rozhraní, ve kterém bude uživatel navrhovat samotný model, tedy elektrický obvod. Zároveň bude uživateli poskytována zpětná vazba formou grafu a základních popisných informací pro srovnání modelu s referenčními daty. Druhou skupinou je softwarový framework, který se skládá z několika entit. Tou první a do značné míry klíčovou částí je entita plnící funkci elektrického obvodu. Tento objekt obsahuje uspořádanou strukturu obvodu s možností libovolné modifikace, jako přidání nových obvodových prvků, popřípadě jejich odstranění, či změna jejich atributů. Dále obsahuje řadu funkcí pro zmíněné úpravy spolu s ošetřením vstupů. Dále je třeba implementovat algoritmy pro detekci nezávislých uzlů, větví mezi těmito nezávislými uzly a nezávislých smyček. Nezávislý uzel je definován jako uzel, ke kterému jsou připojeny alespoň tři větve. Nezávislá smyčka je taková smyčka, která v sobě neobsahuje žádnou menší smyčku. Z nezávislých uzlů a nezávislých smyček lze sestavit soustavu rovnic, ze které budou stanoveny obvodové veličiny. Ze spočtených obvodo-

vých veličin se pak dá jednoduše určit impedance obvodu a následně sestavit celá impedanční charakteristika.

Další entita zajišťuje správu dat, která zahrnuje načítání, ukládání dat a jejich export a import z požadovaných formátů s možností implementace nových datových formátů. Dále nabízí možnost exportu grafů do základních obrazových formátů a také do vybraných softwarových prostředí.

Poslední entita zajišťuje analýzu referenčních dat. Tato analýza se zakládá na detekci zájmových oblastí, jako například hlavní rezonanční frekvence nebo velikost impedance v rezonanci. Dalšími detekovanými oblastmi jsou některé typické morfologické tvary modelované křivky. Entita následně umožňuje odhad parametrů simulovaného obvodu tak, aby chyba mezi modelem a referenčními daty dosáhla globálního minima. Tato entita má implementovány základní algoritmy pro vyhodnocování chyby mezi modelem a referenčními daty. Dále jsou zde implementovány základní principy umělé inteligence jako některé vybrané typy neuronových sítí, shlukové analýzy a expertních fuzzy systémů.



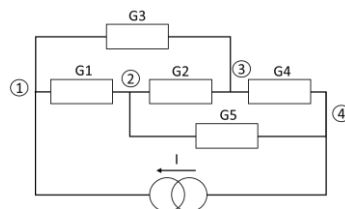
Obrázek 1: Navržené schéma struktury softwaru

Tato práce se zabývá implementací některých funkcí pro navrhovaný software.

3 SIMULOVANÝ ELEKTRICKÝ OBVOD

Hlavními prvky simulovaného obvodu jsou pasivní součástky, které mají frekvenčně závislou impedanci a zdroj elektrického proudu. Každý prvek je v softwaru definován typem obvodového prvku, tedy jedná-li se o odpor, kondenzátor nebo cívku. Dále hodnotou jeho parametru a jménem, čímž se každý obvodový prvek stává unikátním. Pozice v samotném simulovaném obvodu je definována dvěma uzly, do kterých je simulovaný prvek připojen.

Obvod je vyhodnocován metodou uzlových napětí (MUN) [1][1]. Jako referenční uzel byl v případě ukázkového obvodu uzel číslo 4, viz Obrázek 2:.



Obrázek 2: Příklad simulovaného obvodu

Na základě Kirchhoffových zákonů jsou sestaveny rovnice pro všechny uzly s výjimkou uzlu referenčního. Soustava rovnic je zapsána do matice. Tím je vytvořena tzv. vodivostní matice obvodu. Uzlová napětí jsou vypočtena násobením inverzní vodivostní matice obvodu s vektorem, který obsahuje nezávislé zdroje proudu. Pokud je potřeba, můžeme z výsledného vektoru uzlových napětí

určit všechny obvodové veličiny. Avšak pro určení impedance obvodu postačí znalost napětí v uzlech 1, 4 a hodnota proudu, protékajícího simulovaným obvodem. Soustava rovnic pro ukázkový obvod z Obrázek 2: zapsána do matic pak vypadá následovně.

$$\begin{pmatrix} G1 + G3 & -G1 & -G3 \\ -G1 & G1 + G2 + G5 & -G2 \\ -G3 & -G2 & G2 + G3 + G4 \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} U1 \\ U2 \\ U3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} I \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \quad (1)$$

4 ODHAD PARAMETRŮ EKVIVALENTNÍHO NÁHRADNÍHO MODELU

Odhadem parametrů ekvivalentního náhradního modelu se rozumí odhad parametrů ideálních obvodových prvků modelu tak, aby obvod modeloval měřená data reálného systému. Implementovaný algoritmus provádí iterativní optimalizaci uzlových napětí, respektive optimalizaci hodnot inverzní matice maticí vodivostní. Z optimalizované matice je následně vypočtena nová vodivostní matice obvodu. Řešením soustavy rovnic, kterou představuje tato nová vodivostní matice, dostáváme hodnoty parametrů ideálních součástek. Impedance modelu se pak blíží impedanci reálného systému, který modelujeme.

Samotný proces optimalizace spočívá v minimalizaci střední kvadratické odchylky mezi požadovanou hodnotou impedance a hodnotou aktuální impedance obvodu. Pokud proudový zdroj dodává proud 1A pak impedance obvodu na Obrázek 2: odpovídá uzlovému napětí v uzlu 1. Relativní chyba ε pro jednu iteraci optimalizačního procesu je stanovena jako relativní rozdíl mezi požadovanou a aktuální hodnotou impedance, potažmo napětí v uzlu 1. Následující vztah pro úpravu uzlových napětí je aplikován postupně pro optimalizaci napětí ve všech uzlech.

$$U_{n+1} = U_n + \mu \cdot \varepsilon \cdot U_n \quad (2)$$

U_{n+1} je hodnota napětí pro daný uzel na konci iterace, U_n je aktuální hodnota napětí na začátku iterace a μ je koeficient rychlosti učení.

Následně je vypočtena nová vodivostní matice. Z této matice je následně vytvořena soustava rovnic. Řešením této soustavy rovnic jsou hodnoty parametrů jednotlivých obvodových elementů. Řešení této soustavy rovnic je prováděno Gaussovou eliminační metodou.

5 ZÁVĚR

Tato práce se zabývá návrhem struktury softwaru vývojového prostředí a realizací frameworku pro toto prostředí. Práce popisuje softwarovou realizaci simulovaného obvodu, výpočet jednotlivých obvodových veličin metodou uzlových napětí a výpočet impedanční charakteristiky obvodu. Dále popisuje implementovaný algoritmus pro iterativní odhad hodnot parametrů obvodových elementů ekvivalentního náhradního modelu. Dále byly implementovány funkce pro načítání, ukládání a export dat. Funkce jsou testovány a jsou ošetřeny vstupy. Předložené algoritmy jsem použil pro odhad ekvivalentních náhradních modelů reálných kondenzátorů. Algoritmy jsou koncipovány tak, aby byly schopny efektivně a relativně rychle odhadovat parametry i pro velmi složité modely.

6 REFERENCE

- [1] BRANČÍK, Lubomír. *Elektrotechnika*. B.m.: VUTIUM, 2004 [cit. 2017-03-06].
- [2] KOZUMPLÍK, Jiří, PROVAZNÍK, Ivo. *Umělá inteligence v medicíně*. Brno: Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Vysoké učení technické v Brně, 2007.
- [3] BEČVÁŘ, Jindřich. *Maticový a tenzorový počet*. B.m.: Matfyzpress, 2007 [cit. 2017-03-06].
- [4] PRESS, William H., ed. *Numerical recipes in C: the art of scientific computing*. 2nd ed. Cambridge ; New York: Cambridge University Press, 1992. ISBN 978-0-521-43108-8.

SECOND ORDER DIFFERENTIAL EQUATIONS WITH COMPLEX COEFFICIENTS

Juan Velasquez

Bachelor Degree Program (1), FEEC BUT

E-mail: xvelas01@vutbr.cz

Supervised by: Edita Kolářová

E-mail: kolara@feec.vutbr.cz

Abstract: The purpose of this paper is to explain a method to solve differential equations with complex coefficients that may be easier than the conventional way, also to show the importance of the complex representation of the solutions in real applications.

Keywords: second order differential equations, complex numbers

1 INTRODUCTION AND CALCULATIONS

Sometimes the task of solving a differential equation can lead to several quantity of algebraic calculations that may become mistakes, and even more when it implies complex numbers. However, it's important to be able to solve these kind of equations with high precision. We deal with an equation of the form:

$$y'' + py' + qy = Ke^{rt}; \quad K, p, q, r \in \mathbb{C}; \quad t \in \mathbb{R}. \quad (1)$$

We first have to solve the homogeneous equation and then find a particular solution. Finally we get the general solution as a sum of these solutions.

The homogeneous equation is described as:

$$y'' + py' + qy = 0. \quad (2)$$

Let's assume a solution of the form: $y(t) = e^{\lambda t}$. Then $y' = \lambda e^{\lambda t}$ and $y'' = \lambda^2 e^{\lambda t}$. Substituting this into (2) we get the characteristic equation that we need to solve for λ :

$$\lambda^2 e^{\lambda t} + p\lambda e^{\lambda t} + qe^{\lambda t} = 0 \quad \rightarrow \quad \lambda^2 + p\lambda + q = 0 \quad \rightarrow \quad \lambda_{1,2} = \frac{-p}{2} \pm \sqrt{\frac{p^2}{4} - q}.$$

To simplify $\lambda_{1,2}$ let's call $\alpha = -\frac{p}{2}$ and $\beta = \sqrt{\frac{p^2}{4} - q}$. Then $\lambda_{1,2} = \alpha \pm \beta$. Depending on the discriminant $\Delta = \frac{p^2}{4} - q$ we have:

- $\Delta = 0 \quad \rightarrow \quad \lambda = \alpha = -\frac{p}{2}$ and the fundamental system is $y_1(t) = e^{\alpha t}$ and $y_2(t) = te^{\alpha t}$. It can be shown, that y_2 solves (2). The Wronskian shows that $W(y_1, y_2) = e^{2\alpha t} \neq 0$, then we have a set of solutions as $y(t) = C_1 e^{\alpha t} + C_2 t e^{\alpha t}$.
- $\Delta \neq 0 \quad \rightarrow \quad \lambda_1 \neq \lambda_2$ then we have two solutions $y_1 = e^{\lambda_1 t}$ and $y_2 = e^{\lambda_2 t}$. The Wronskian shows that $W(y_1, y_2) = \lambda_1 - \lambda_2 \neq 0$, then the general solution is $y(t) = C_1 e^{\lambda_1 t} + C_2 e^{\lambda_2 t}$.

If p and q are complex numbers, the discriminant Δ can be complex. In that case the problem of solving the characteristic equation reduces to find the square root of a complex number.

$$\beta = \sqrt{\frac{p^2}{4} - q} = \sqrt{a+ib} = x+iy \rightarrow a+ib = x^2 + i2xy - y^2 \begin{cases} a = x^2 - y^2 \\ b = 2xy \end{cases},$$

$$y = \frac{b}{2x}, \quad 4ax^2 = 4x^4 - b^2 \} \rightarrow x^2 = \frac{1}{2} (a \pm \sqrt{a^2 + b^2}).$$

We don't consider the negative sign because x has to be real, therefore:

$$x = \pm \sqrt{\frac{1}{2} (a + \sqrt{a^2 + b^2})}, \quad y = \pm \frac{b}{\sqrt{2} (a + \sqrt{a^2 + b^2})},$$

$$\beta = \sqrt{\frac{p^2}{4} - q} = \sqrt{a+ib} = \pm \left(\sqrt{\frac{1}{2} (a + \sqrt{a^2 + b^2})} + \frac{ib}{\sqrt{2} (a + \sqrt{a^2 + b^2})} \right).$$

Now we need to find the particular solution of the equation. Let's assume on the right side of the equation a function of the form $f(t) = Ke^{rt}$; $K, r \in \mathbb{C}$; $t \in \mathbb{R}$. In this case the particular solution of the equation will have the form $y_p(t) = At^k e^{rt}$, where k is the number of times where r appears as a root of the characteristic equation.

2 EXAMPLE

Let's solve the equation $y'' - (3+2i)y' + (5+i)y = 34e^{(1-i)t}$ to see how it works:

$$\lambda^2 - (3+2i)\lambda + (5+i) = 0 \rightarrow \lambda_{1,2} = \frac{(3+2i) \pm \sqrt{-15+8i}}{2}$$

$$\sqrt{-15+8i} = \pm(1+4i) \rightarrow \lambda_1 = 2+3i, \quad \lambda_2 = 1-i \rightarrow y_h = C_1 e^{(2+3i)t} + C_2 e^{(1-i)t}$$

$$y_p = Kt e^{(1-i)t}, \quad y'_p = K e^{(1-i)t} [1 + (1-i)t], \quad y''_p = K(1-i) e^{(1-i)t} [2 + (1-i)t]$$

$$K(1-i)[2 + (1-i)t] - (3+2i)K[1 + (1-i)t] + (5+i)Kt = 34 \rightarrow K = -2+8i \rightarrow y_p = (-2+8i)t e^{(1-i)t}$$

$$y = y_h + y_p \rightarrow y = C_1 e^{(2+3i)t} + C_2 e^{(1-i)t} + (-2+8i)t e^{(1-i)t}$$

3 APPLICATION

The solution of the differential equation that describes the behavior of the current on a RLC circuit in serie has the form $LI'' + RI' + \frac{1}{C}I = f(t)$, where $f(t) = E_0 \omega e^{i\omega t}$ on the complex domain and on the real domain $f(t) = E_0 \omega \cos(\omega t)$, see [1].

Solving the homogeneous equation $LI''_h + RI'_h + \frac{1}{C}I_h = 0$ we get

$$\lambda^2 + \frac{R}{L}\lambda + \frac{1}{LC} = 0 \rightarrow \lambda_{1,2} = -\frac{R}{2L} \pm \sqrt{\frac{R^2}{4L^2} - \frac{1}{LC}} \rightarrow I_h = C_1 y_1(t) + C_2 y_2(t).$$

The complex particular solution satisfies $L\tilde{I}''_p + R\tilde{I}'_p + \frac{1}{C}\tilde{I}_p = E_0 \omega e^{i\omega t}$. We assume $\tilde{I}_p = K e^{i\omega t}$. Then $\tilde{I}'_p = i\omega K e^{i\omega t}$ and $\tilde{I}''_p = -\omega^2 K e^{i\omega t}$. Finally we get

$$\left(-L\omega^2 + iR\omega + \frac{1}{C} \right) K = E_0 \omega,$$

$$K = \frac{E_0 \omega}{-L\omega^2 + iR\omega + \frac{1}{C}} = \frac{E_0}{i \left[R + i \left(L\omega - \frac{1}{\omega C} \right) \right]} = \frac{E_0}{i(R+iS)} = \frac{E_0}{iZ}, \quad S = L\omega - \frac{1}{\omega C},$$

$$Z = R + iS = \sqrt{R^2 + S^2} e^{i\theta}, \quad \theta = \arctan \left(\frac{S}{R} \right).$$

In the last line we have bumped into concepts as the reactance S that represents the complex part of the impedance Z , these two concepts are fundamental in the analysis of circuits that help to understand the behavior of the resistance to the flux of current made by some electrical components.

$$\tilde{I}_p = \frac{E_0}{i\sqrt{R^2 + S^2}} e^{i(\omega t - \theta)}$$

Now we solve the same circuit in the real domain. The particular solution I_p satisfies the equation $LI_p'' + RI_p' + \frac{1}{C}I_p = E_0\omega\cos(\omega t)$. Then we have

$$I_p = A\cos(\omega t) + B\sin(\omega t), \quad I_p' = \omega[-A\sin(\omega t) + B\cos(\omega t)], \quad I_p'' = -\omega^2[A\cos(\omega t) + B\sin(\omega t)];$$

$$-L\omega^2[A\cos(\omega t) + B\sin(\omega t)] + R\omega[-A\sin(\omega t) + B\cos(\omega t)] + \frac{1}{C}[A\cos(\omega t) + B\sin(\omega t)] = E_0\omega\cos(\omega t).$$

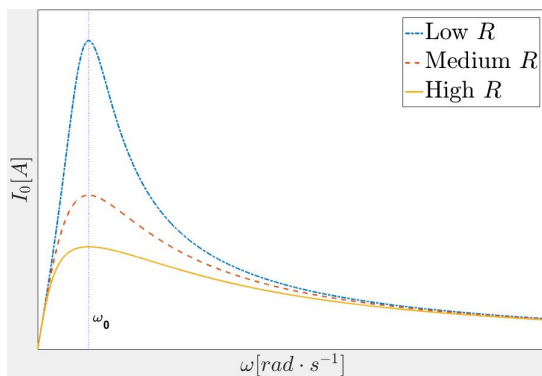
$$\left. \begin{aligned} -L\omega^2 A + R\omega B + \frac{1}{C}A &= E_0\omega \\ -L\omega^2 B - R\omega A + \frac{1}{C}B &= 0 \end{aligned} \right\} \rightarrow A = -\frac{E_0 S}{R^2 + S^2}, \quad B = \frac{E_0 R}{R^2 + S^2}; \quad S = L\omega - \frac{1}{\omega C}.$$

$$I_p = I_0 \sin(\omega t - \theta) = I_0[\sin(\omega t) \cos(\theta) - \sin(\theta) \cos(\omega t)].$$

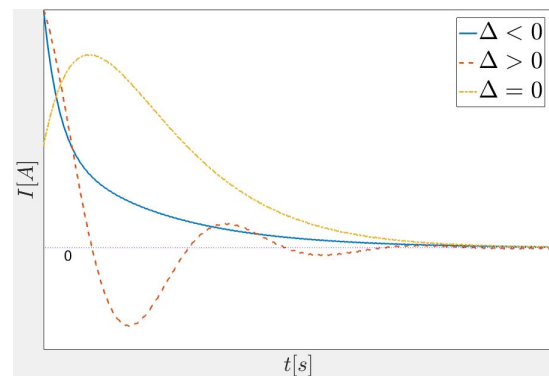
$$A = -I_0 \sin(\theta), \quad B = I_0 \cos(\theta), \quad I_0^2 = A^2 + B^2 = \frac{E_0^2}{R^2 + S^2},$$

$$I_0 = \frac{E_0}{\sqrt{R^2 + S^2}}, \quad \theta = \arctan\left(\frac{S}{R}\right), \quad I_p = \frac{E_0}{\sqrt{R^2 + S^2}} \sin(\omega t - \theta).$$

Now we can represent the behavior of the solution $I(t) = I_h + I_p$ considering some circumstances. In (a) is shown how the resonance of the system decreases as the resistance decreases with the maximum I_0 in $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$. And in (b) we can see how $I(t)$ varies depending on the value of the determinant Δ .



(a) Resonance depending on R



(b) $I(t)$ depending on the discriminant Δ

4 CONCLUSION

Once everything is done we can see that taking the complex or the real way to solve the differential equation, leads us exactly to the same solution. However, if we look in detail, using the complex way we can get a solution in a simpler way avoiding long algebraic calculations, besides that the complex method gives us information that may not be found trivially using the real path, a clear example of this, is the concept of impedance as a sum of a complex and a real quantity that represent a resistance and a reactance, respectively. In the complex solution of the example this relation was found through the exercise of solving the equation, while in the real solution the relation wasn't even there.

REFERENCE

- [1] Kreyszig, E.: Advanced engineering mathematics, 9th ed., John Wiley & Sons Inc., 2006, p. 98, ISBN 0-471-72897-7.

Bakalářské projekty

Mikroelektronika a technologie

METEOSTATION FOR MODELLERS

Andrej Vlasatý

Bachelor Degree Programme (3.), FEEC BUT

E-mail: xvlasa10@vutbr.cz

Supervised by: Pavel Šteffan

E-mail: steffan@feec.vutbr.cz

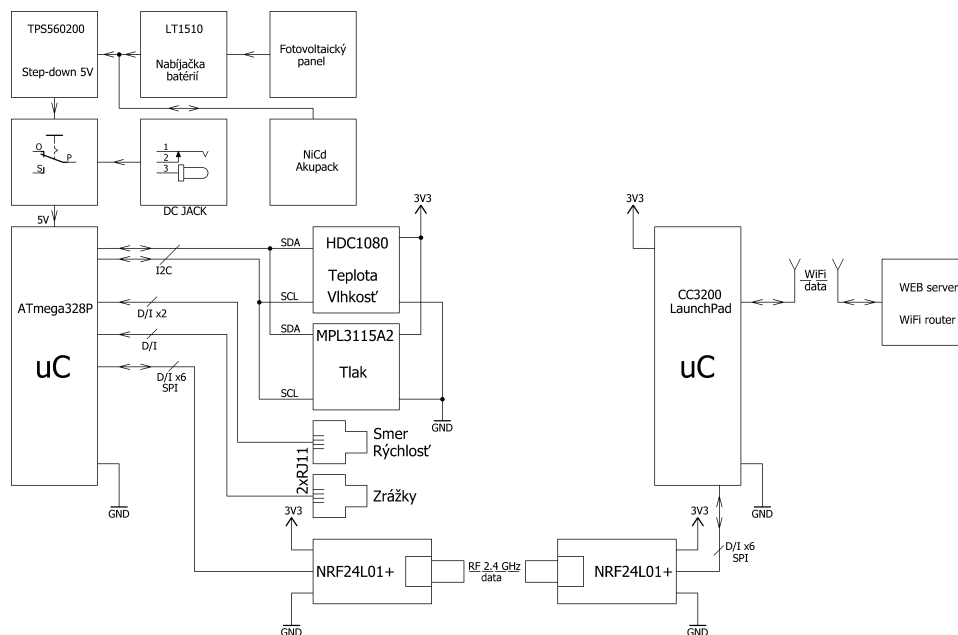
Abstract: The main purpose of this project is to design and build a meteostation for modellers with the display of online data. We emphasized a wireless transmission and scanning the direction and speed of wind.

Keywords: wireless meteostation, CC3200, nRF24L01+, web server

1 ÚVOD

Cieľom tejto práce je komplexný návrh a následná realizácia zariadenia pre snímanie meteorologických veličín. Práca obsahuje vlastný návrh a realizáciu takéhoto zariadenia. Obvodová časť je rozdelená na dva základné bloky. Prvý je snímací pre snímanie dát (teplota, tlak, vlhkosť, smer a rýchlosť vetra) z meracích senzorov a ich odoslanie do druhého bloku, ktorá zaisťuje WiFi prenos - odoslanie dát na webserver. Každý z blokov je riadený vlastným mikrokontrolérom. Prvý pomocou ATmega328P a druhý CC3200 LaunchPad. Program je rozdelený na snímaciu a zobrazovaciu časť. Snímacia časť je napísaná v jazyku C a je použitý pre oba mikrokontroléry. Zobrazovacia časť, prevažne v skriptovacom jazyku php, prijme odoslané dáta, uloží do databázy a následne zobrazí.

2 POPIS OBVODU



Obrázok 1: Bloková schéma zariadenia

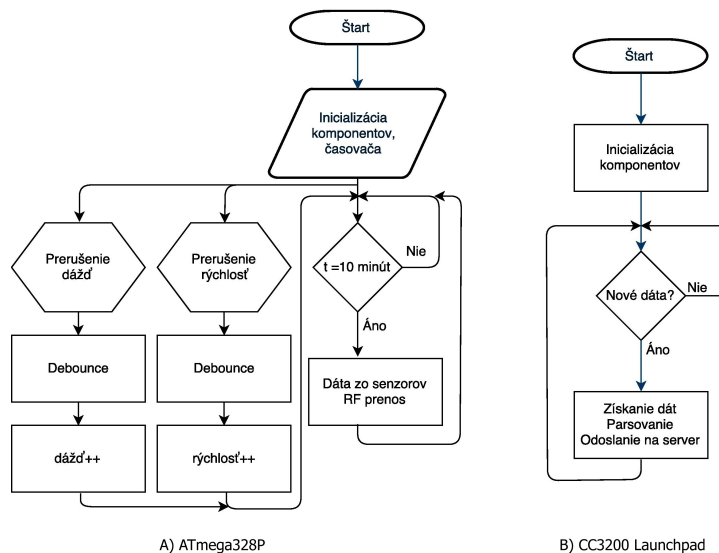
Na obrázku 1 je zobrazené blokové schéma zariadenia. Zo schémy vyplýva, že aplikácia pozostáva z dvoch blokov. Každý z nich je riadený mikrokontrolérom.

ATmega328P pre snímanie dát zo senzoru teploty a vlhkosti (HDC1080), tlaku (MPL3115A2) a poveternostných podmienok smeru rýchlosti a množstva zrážok. Vývojový diagram je zobrazený na obrázku 2 (v ľavo), z ktorého vyplýva, meranie s odosielaním údajov do ďalšieho funkčného medzibloku prebieha raz za 10 minút. Po inicializácii senzorov, nastavenie časovačov a vstupov/výstupov je program v nekonečnej slučke a môžu nastať nasledujúce 3 prípady:

- Prerušenie MCU od zrážkomeru – zrážkomer je konštruovaný ako samovyprázdňovacia sklápacia nádoba. Každých 0.2794 mm dažďu spôsobí jednorázový impulz, ktorý možno pripojiť na prerušenie MCU. Týmto pulzom sa zavolá prerušenie, ktoré inkrementuje premennú udávajúcu množstvo zrážok za poslednú hodinu. Po uplynutí 60 minút sa táto premenná vynuluje.
- Prerušenie MCU od anemometra – anemometer typu pohár meria rýchlosť vetra zopnutím kontaktu – jazýčkový kontakt. Rýchlosť vetra 2.4 km/h spôsobí uzavretie kontaktu raz za sekundu. Tento prepínač je pripojený na perifériu prerušenia MCU. Z predchádzajúceho textu vyplýva, že pre získanie rýchlosti sa zmeria čas medzi dvoma prerušeniami, a z toho sa získa rýchlosť pomocou nasledujúceho vzťahu:

$$\text{rýchlosť} = \frac{1}{\text{perióda}} \cdot 2.4 \left[\text{km} \cdot \text{h}^{-1} \right] \quad (1)$$

- Prerušenie MCU od časovača – snímanie smeru a rýchlosti vetra, množstvo zrážok, teploty, tlaku, vlhkosti, prepočet na ďalšie údaje ako rosný bod a pocitová teplota sa vykonávajú raz za 10 minút. Po tomto sa všetky dáta odošlú po paketoch do ďalšieho bloku.



Obrázok 2: Vývojové diagramy

CC3200 Launchpad zaisťuje prenos dát na WiFi. Vývojový diagram je na obrázku 2 (vpravo). Po inicializácii program čaká na dáta z RF prijímača, ktoré následne spracuje a odošle na webservice pomocou HTTP requestu. [2]

2.1 WEB SERVER

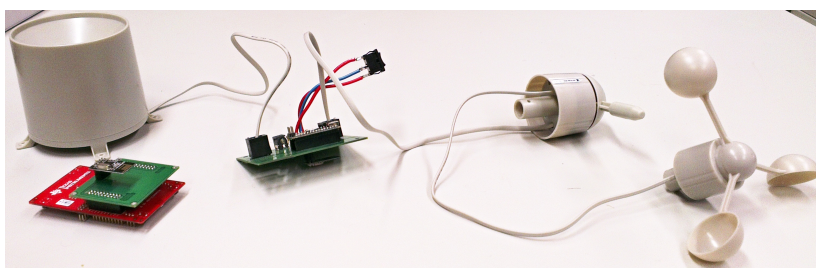
Pre ukládanie dát sa využíva MySQL databáza, čo je SQL relačný databázový server. Uloženie dát do databázy vykonáva php script, ktorý vezme dáta z URL adresy s predpísaným nasledujúcim formátom:

Listing 1: Ukážka HTTP hlavičky pre príjem dát

```
http://avmeteo.xyz/prijem.php?celsiusIn=x&celsiusOut=x  
&pressure=x&humidity=x&dewPoint=x&heatIndex=x  
&windSpeed=x&rainGauge=x&windDirection=x&rainFinal=x
```

1
2
3

- `http://avmeteo.xyz` – adresa, kde sa nachádza web s nameranými údajmi.
- `prijem.php` – php skript pre príjem a uloženie dát do databázy.
- ostatné – parametre pre metódu POST a parsovanie požadovaných dát z URL.



Obrázok 3: Ukážka hotového zariadenia

Na Obr. 3 vidieť ukážku už hotového funkčného zariadenia. Pozostáva z anemometra pre meranie rýchlosti a smeru vetra, a dvoch PCB, kde jedna obsluhuje senzory na snímanie teploty, tlaku a vlhkosti, a druhá ako Wi-Fi TransReceiver.

3 ZÁVER

V tejto práci je popísaný návrh a realizácia bezdrôtovej meteorologickej stanice. Obvodové riešenie pozostáva z časti pre obsluhu mikrokontrolérov, senzorov a zvyšného obvodu. Programovacia časť pre oba mikrokontroléry v jazyku C a zobrazovacej webovej časti v jazykoch html, php a sql. Použitie 2 funkčných blokov (ATmega328P a CC3200 LaunchPad) nie je nutné. Dôvod použitia je predĺženie vzdialenosti meracích senzorov od WiFi pripojenia. V prípade použitia stanice v blízkosti WiFi pripojenia je možné využiť len CC3200 LaunchPad čím sa zníži zložitosť a cena celej aplikácie. Výhodou stanice je vzdialený prístup k meraným veličinám, čo napr. pre modelárov, ktorí majú stanicu umiestnenú na letisku je zásadné. Zobrazenie na webe je jednoduché a intuitívne. Tu sú zobrazené aktuálne hodnoty teploty, tlaku, rýchlosti a smeru vetra. Následne hodnoty za posledné obdobie (deň, týždeň, mesiac a rok) v podobe grafov a štatistiky (minimá a maximá).

LITERATÚRA

- [1] Herout, P.: Učebnice jazyka C. 6. vyd, České Budějovice: Kopp, 2009, ISBN 978-80-7232-383-8
- [2] CC3200 datasheet [online]. 2015 [cit. 2017-02-13]. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/ug/swru372b/swru372b.pdf>

LOW POWER GPS LOCATOR

Peter Hus

Bachelor (3), FEEC BUT

E-mail: xhuspe01@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Michal Pavlík

E-mail: pavlik@feec.vutbr.cz

Abstract: The aim of the work is to design a low power GPS locator which will serve as a security device for location tracking and checking vehicles status. The designed device will be able to identify unauthorised manipulation of the vehicle and warn a user through SMS message. The device will be sending some information from GPS module in case of a theft regularly. The design is focused on the lowest current consumption, wide range of operating temperatures and reliability.

Keywords: GSM, GPS, tracking device, alarm, localization

1 ÚVOD

Pri odcudzení motorového vozidla zohráva kľúčovú úlohu predovšetkým čas. Čím skôr sa o krádeži vozidla dozvieme a upovedomíme políciu, tým sú šance na jeho nájdenie väčšie. Veľkou výhodou je, ak nám zabezpečovací systém dokáže rýchlo oznámiť nielen informáciu o odcudzení vozidla, ale aj jeho presnú polohu. Trh síce ponúka množstvo podobných zabezpečovacích zariadení, ale vlastný návrh riešenia tejto problematiky má svoje opodstatnenie. Skúsení zloději majú väčšinou prehľad o používaných profesionálnych zariadeniach, poznajú ich slabiny, snímajú alebo miesta, kde sa vo vozidle nachádzajú. Z tohto pohľadu je výhodou použitie takého zabezpečovacieho systému, ktorý nie je vo veľkom používaný, respektíve je málo známy.

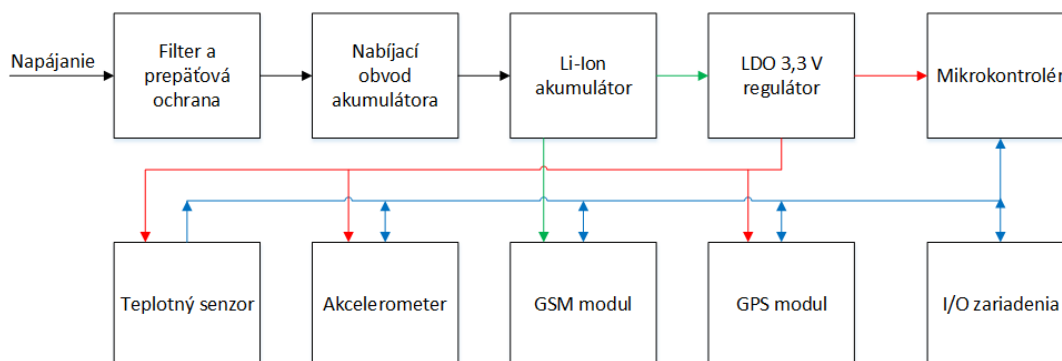
Vo svojej bakalárskej práci sa zaoberám teoretickým rozborom problematiky GSM a GPS technológií [1], [2] a [3], skúmaním dostupných riešení na domácom trhu a návrhom vlastného prototypu zabezpečovacieho zariadenia na sledovanie polohy.

2 POŽIADAVKY NA SLEDOVACIE ZARIADENIE

- quad-band GSM modul 850/900/1800/1900MHz
- lokalizácia pomocou satelitov a záložná lokalizácia pomocou GSM siete
- odosielanie polohy s odkazom na online mapy
- integrovaný akcelerometer pre snímanie pohybu alebo náklonu
- záložný akumulátor s dostatočnou kapacitou
- inteligentné riadenie spotreby energie – čo najnižší príkon zariadenia
- upozornenie na manipuláciu a odtiahnutie vozidla
- tlačidlo SOS pre rýchle odoslanie SMS s aktuálnou polohou a žiadosťou o pomoc
- čo najširší rozsah pracovných teplôt
- odolnosť voči možným rušeniam pôsobiacich v automobilovej palubnej sieti [4]

3 NÁVRH KONCEPTU VLASTNÉHO ZARIADENIA

Na základe stanovených požiadaviek bola navrhnutá bloková schéma zariadenia, ktorú je možné vidieť na Obr. 1.

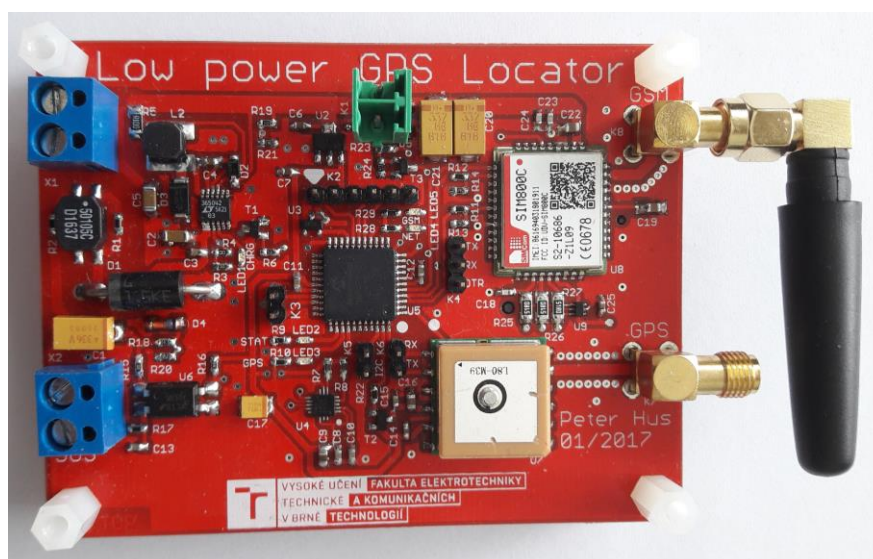


Obrázok 1: Bloková schéma navrhovaného nízkonápnového GPS prijímača

Napájanie prechádza cez filter s prepäťovou ochranou do nabíjacieho obvodu, ktorý nabíja záložný akumulátor a modul GSM. Zvyšná časť obvodov, teda senzory, GPS modul a mikrokontrolér, je napájaná cez LDO regulátor kvôli eliminácii rušenia, ktoré produkuje GSM modul prúdovými špičkami až do 2 A.

3.1 NÁVRH HARDVÉRU

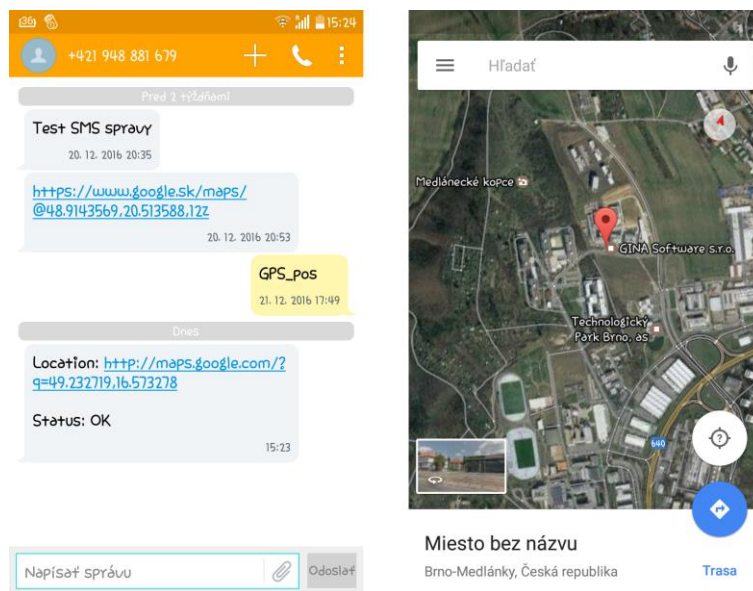
Celé zariadenie bolo navrhované s ohľadom na kladené požiadavky a dodržanie zásad pre automotive aplikácie. Obsahuje ochranné ESD prvky, LC vstupný filter a oddelenie vstupu SOS tlačidla optočlenom. Kľúčové moduly a integrované obvody boli volené pre široký rozsah pracovných teplôt, nízku prúdovú spotrebu a ich funkčné parametre. Patrí sem nabíjaci obvod LT3650, GPS modul quectel L80, GSM modul SIM800C a akcelerometer MMA8452Q. Zariadenie riadi mikrokontrolér Microchip 18F47K40. Predpokladaný prúdový odber v režime stand-by je približne 200 uA až 1 mA a maximálny prúdový odber by nemal prekročiť 40 mA pri neustálom a presnom sledovaní polohy vozidla. Rozsah pracovnej teploty je kvôli Li-Ion akumulátoru obmedzený na -40 až 70 °C. Hotová doska plošných spojov je zobrazená na Obr. 2.



Obrázok 2: Osadená doska plošných spojov zabezpečovacieho zariadenia

3.2 SOFTVÉR

Pre najväčšiu úsporu elektrickej energie je mikrokontrolér väčšinu času v režime sleep a čaká na prebudenie vygenerované buď akcelerometrom pri manipulácii s vozidlom, stlačením tlačidla SOS alebo komunikácií od GSM modulu. V prípade potreby mikrokontrolér zistí pomocou GPS modulu polohu vozidla a odošle ju na mobilné zariadenie používateľa vid'. Obr. 3. Ak nie je dostupný GPS signál, zistí približnú polohu pomocou GSM. Ak sa teplotným senzorom zistí prekročenie prevádzkovej teploty, mikrokontrolér vypne všetky dôležité časti v záujme ich ochrany. Činnosť zariadenia je možné riadiť SMS príkazmi alebo prevzonením na telefónne číslo zariadenia.



Obrázok 3: Prijatá SMS správa a zobrazenie na google mapách

4 ZÁVER

V rámci bakalárskej práce bola naštudovaná potrebná problematika GSM a GPS, následne bol vykonaný prieskum trhu, z ktorého sa stanovili požiadavky na sledovacie zariadenie. Na ich základe bol navrhnutý koncept vlastného sledovacieho zariadenia, ktorý kombinuje najlepšie vlastnosti a funkcie jednotlivých zariadení s ohľadom na celkovú náročnosť prevedenia a výslednú cenu. Boli zvolené súčiastky a moduly, z ktorých bola navrhnutá schéma zapojenia a následne doska plošných spojov. Po osadení plošného spoja bolo vytvorené programové vybavenie pre mikrokontrolér a bola otestovaná funkčnosť celého zariadenia. Veľká pozornosť bola kladená na výber jednotlivých komponentov a súčiastok, nakoľko zariadenie spadá pod kategóriu automotive dizajn.

REFERENCE

- [1] HEINE, G. GSM networks: protocols, terminology, and implementation. Boston: Artech House, 1998. ISBN 0890064717
- [2] KREJČÍŘÍK, A. SMS : střežení a ovládání objektů pomocí mobilu a SMS : GSM pagery a alarmy : princip použití, návody, příklady. Praha: BEN - technická literatura, 2004. ISBN 8073000822
- [3] STEINER, I., ČERNÝ, J. GPS od A do Z. 4., aktualiz. vyd. Praha: eNav, 2006. ISBN 8023975161
- [4] ISO 7637-2:2011: Road vehicles -- Electrical disturbances from conduction and coupling -- Part 2: Electrical transient conduction along supply lines only. 2011

TELEMETRY SYSTEM FOR RC AIRPLANE WITH NAVIGATION

Jakub Orolin

Bachelor (3), FEEC BUT

E-mail: xoroli01@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Jiří Háze

E-mail: haze@feec.vutbr.cz

Abstract: This project is focused on design of telemetric system for radio controlled aircraft. The output of the system will be relevant flight data such as velocity, altitude, direction of flight, rotation or geographical position on the map. Furthermore, the system will be able to check all internal board status parameters. All these parameters will be displayed in real time in the receiving station, which will include voice navigation for landing. Another part of the receiving station will be flight recorder or a database used for registration of particular information and post-flight analysis.

Keywords: airplane, telemetric system, velocity, GPS, Glonass, IMU

1 ÚVOD

Predpokladom kvalitnej pilotáže RC (rádiom ovládaných) lietadiel je vedieť, aké informácie o lietadle vo vzduchu sú dôležité. Taktiež je užitočné vedieť tieto informácie po lete analyzovať a tým zlepšiť svoje pilotné zručnosti a vyhodnocovať možné technické problémy, napríklad nízka výška letu nad vedením vysokého napätia, okolité zalesnenie, neprimerané preťaženie a podobne.

Práca je preto zameraná na návrh telemetrického systému pre RC lietadlo s lokáciou polohy. Tento systém poskytne pilotovi letové parametre v reálnom čase vo flexibilnej grafickej aj zvukovej podobe. Zvukový výstup je nevyhnutný z dôvodu maximálnej sústredenosti na samotný let.

2 TOPOLOGIA A ZÁKLADNÉ VSTUPY/VÝSTUPY SYSTÉMU

Celý systém je možné rozdeliť na dva hlavné celky. Prvý je vysielací telemetrický systém, ktorý je umiestnený v lietadle. Jeho úlohou je spracovanie získaných údajov zo senzorov, ktoré sú periodicky odosielané do prijímacej stanice. Jednotlivé senzory sú pripojené pomocou konektorov do hlavnej riadiacej jednotky, ktorá je zložená z mikrokontroléra, merača inerciálnych jednotiek, pomocných a napájacích obvodov.

Ďalším hlavným členom je prijímacia stanica reprezentovaná bezdrôtovým modulom pre prenos dát s potrebnými obvodmi nutnými pre jeho správnu funkciu a kompatibilitu pre pripojenie na akékoľvek zariadenie pod operačným systémom Windows pomocou USB (Universal Serial Bus) rozhrania. Jeho úlohou je zobrazovanie údajov a komunikácia s vysielacím telemetrickým systémom.

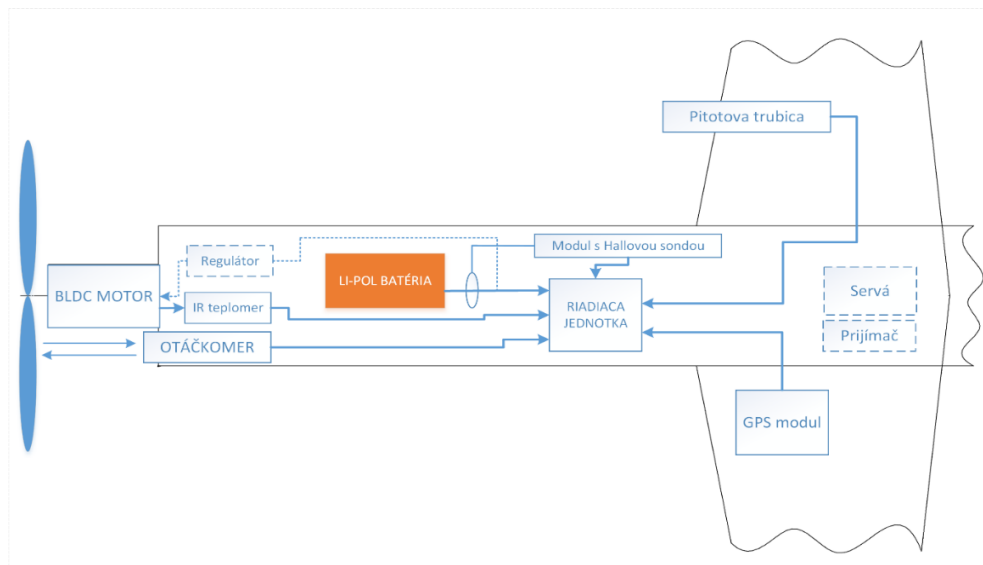
Hlavné elektrické výstupy systému sú napätie jednotlivých Li-Pol(Lítium-Polymérových) článkov a celkový prúd odoberaný z batérie.

Hlavné fyzikálne výstupy systému sú otáčky motora, absolútna rýchlosť, preťaženie v inerciálnej sústave, interná teplota v konštrukcii trupu lietadla a teplota vinutia motora.

Ďalej telemetrický systém poskytuje lokalizáciu pomocou systému GPS/Glonass, ktorý umožní spracovanie jeho aktuálnej geografickej polohy na mape, polohy voči pilotovi, nadmorskej výšky a rýchlosti. Nevyhnutnou súčasťou je zistenie polohy v inerciálnom systéme.

3 VYSIELACÍ TELEMETRICKÝ SYSTÉM

Vysielací telemetrický systém je umiestnený v lietadle. Jeho úlohou je spracovanie získaných údajov zo senzorov, ktoré sú periodicky odosielané do prijímacej stanice. Jednotlivé senzory sú pripojené pomocou konektorov do hlavnej riadiacej jednotky, ktorá je zložená z mikrokontroléra, merača inerciálnych jednotiek, pomocných a napájacích obvodov.



Obrázok 1: Interné rozloženie jednotlivých častí

Na Obr.1 je graficky znázornené umiestnenie samostatných častí celého vysielacieho telemetrického systému v trupe lietadla. Bloky orámované prerušovanou čiarou nie sú súčasťou systému. Jednotlivé časti musia byť presne umiestnené, aby nedošlo k zmene polohy ťažiska lietadla. Z riadiacej jednotky je pomocou tienenej linky vyvedená komunikačná anténa. GPS/Glonass modul je umiestnený na krídle, kde nebude rušený a tienený.

3.1 POPIS RIADIACEJ JEDNOTKY

Riadiacou jednotkou možno nazvať kompaktnú súčiastkovú základňu, na ktorej sú umiestnené základné bloky distribúcia napájania, mikrokontrolér, konvertory logických úrovní, filtre, IMU jednotka a bezdrôtový vysielací modul. Jadrom riadiacej jednotky je 8-bitový mikrokontrolér ATmega 1284p, ktorý je pre túto aplikáciu dostatočne výpočtovo aj periférne vybavený. Mikrokontrolér bol otestovaný z hľadiska výpočtového výkonu ešte pred implementáciou do riadiacej jednotky.

3.2 REALIZÁCIA OTÁČKOMERU

Jedná sa o jednoduché zariadenie s kompenzáciou externého osvetlenia, ktorého výstupom sú impulzy pre inkrementálny čítač v mikrokontroléri. Modul je napájaný z lineárneho stabilizátora umiestneného na základnej doske riadiacej jednotky. Ďalej obsahuje optický reflexívny spínač zložený z IR fototranzistora a IR LED diódy v jednom púzdre, ktorý slúži k detekcii priblíženia vrtuľového listu. Návrh ďalej obsahuje špičkový detektor pre kompenzáciu a uchovanie hodnoty intenzity okolitého osvetlenia, komparátor určený pre porovnanie výstupného napätia z fototranzistora s napätím na špičkovom detektore. Jeho výstup je pripojený na vstup inkrementálneho čítača, ktorý detekuje nábežnú popripade dobežnú hranu podľa konfigurácie.

3.3 REALIZÁCIA ZÍSKANIA UHLOVÉHO NATOČENIA V 3D PRIESTORE

Princíp funkcie je založený na meraní tiažového zrýchlenia g pomocou akcelerometra, nepresného uhlového natočenia pomocou gyroskopu a kompasu. Je nutné si uvedomiť, že akcelerometer meria celkové zrýchlenie, v ktorom sú zahrnuté všetky zložky na neho pôsobiace. Tieto zložky, ako sú napríklad vibrácie a akcelerácia lietadla je treba pri meraní uhlového natočenia odstrániť. Pre ich

odstránenie je použitý dolnopriepustný filter, ktorý v ideálnom prípade prepustí len konštantné hodnoty zrýchlenia, medzi ktoré je zahrnuté aj tiažové zrýchlenie. Hornopriepustný filter pracuje ako odľučovač jednosmerného posunu uhlovej rýchlosti získanej z gyroskopu. Pre odľahčenie výpočtov riadiacej jednotky a miniaturizáciu návrhu bol zvolený senzor inerciálnych jednotiek iNEMO Sensor Fusion ST LSM9DS1, ktorý obsahuje vyššie uvedené digitálne filtrácie výstupných veličín. [1]

3.4 PITOTOVA TRUBICA

Najpoužívanejšia autonómna metóda merania absolútnej rýchlosti v lietadlách je pomocou Pitotovej trubice. Ide o nepriame meranie pri ktorom sa meria tlaková diferenciacia z ktorej sa vypočíta rýchlosť prúdenia podľa Bernoulliho rovnice. Pri tomto type meraní si je nutné uvedomiť, že výsledná rýchlosť sa bude líšiť od údajov napríklad z GPS/Glonass systému, pretože do výsledku sa započítava i rýchlosť prúdenia okolitého vzduchu (vetra). [2]

4 PRIJÍMACIA STANICA NA ZEMI

Pozemná prijímacia stanica slúži primárne na príjem a následné zobrazenie telemetrických dát na displeji. Ďalej je prispôbená na zaznamenávanie dát do databázy a na základe konfigurácie je schopná pilota zvukovo upozorňovať a navádzať na pristátie.

Schematicky je možné stanicu rozložiť do troch častí a to prijímací bezdrôtový komunikačný modul alebo aj RTX (Receiver-Transmitter), prevodník z UART (Universal Asynchronous Receiver Transmitter) na USB (Universal Serial Bus) 2.0 sériové rozhranie, samotná kontrolná-zobrazovacia jednotka, v našom prípade notebook, mobilný telefón s operačným systémom Windows 10 a napájacie obvody.

5 ZÁVER

Cieľom tejto práce bolo preskúmať a navrhnúť riešenia telemetrického systému s navigáciou pre RC lietadlo. Nielen z dôvodu funkčnosti ale i z dôvodu univerzálnosti je celý systém rozložený hierarchicky a modulárne: na časti prijímacej stanice a vysielacieho telemetrického systému, ktorý sa ďalej člení na riadiacu jednotku a fyzicky pripojiteľné senzorické moduly. Návrh prijímacej stanice vyžadoval znalosti o požiadavkách pilotov ako sú napríklad prehľadnosť zobrazovaných telemetrických dát na displeji mobilného telefónu alebo počítača. Ďalšou dôležitou súčasťou prijímacej stanice bola implementácia navigačno-pozíčného systému, ktorý dokáže na displeji zobrazovať aktuálnu polohu lietadla na mape a orientáciu v trojrozmernom priestore. Systém je v štádiu testovania a dokončovania programovej výbavy tak, aby bol plne pripravený na implementáciu do lietadla.

REFERENCIE

- [1] Everything about STMicroelectronics 3-axis digital MEMS gyroscopes. *STMicroelectronics* [online]. Geneva: STMicroelectronics, 2011 [cit. 2016-12-12]. Dostupné z: http://www.st.com/content/ccc/resource/technical/document/technical_article/59/f5/1a/06/82/b5/4c/57/DM00034730.pdf/files/DM00034730.pdf/jcr:content/translations/en.DM00034730.pdf
- [2] Pitot-Static(Prandtl) Tube. *NATIONAL AERONAUTICS AND SPACE ADMINISTRATION* [online]. Cleveland: Nancy Hall, 2015 [cit. 2016-12-03]. Dostupné z: <https://www.grc.nasa.gov/www/k-12/airplane/pitot.html>

CALANDERING OF LI-ION ELECTRODES AND ITS IMPACT ON THE FINAL CAPACITY OF LITHIUM-ION CELL

Lukáš Svoboda

Bachelor Degree Programme (3rd), FEEC BUT

E-mail: xsvobo0r@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Ondřej Čech

E-mail: cechondrej@feec.vutbr.cz

Abstract: There is an effort to produce lithium-ion batteries with maximal density of energy, or higher capacity of cell with the same size. Calendaring of electrodes is important part of manufacturing of batteries. Its parameters, mainly the pressure of calendaring and with it related the final compression ratio of electrode layers, affect parameters of battery significantly. It is the process of pressing electrode material coated on current collector with certain pressure and it reduces its porosity and thickness. The aim of this article is determination of suitable level of calendaring that increases specific capacity, but does not reduce its cyclability.

Keywords: lithium-ion, LiFePO_4 , graphite, calendaring, capacity, galvanostatic cycling with potential limitation, electrochemical impedance spectroscopy

1 ÚVOD

V roce 1991 představila firma SONY první opětovně nabíjitelné lithno-iontové baterie. [1] V současné době se výzkumem a výrobou lithno-iontových baterií zabývají firmy a výzkumné ústavy po celém světě. Obsahem tohoto článku je studium vlivu různého stupně kalandrování elektrodového materiálu naneseného na kolektorové fólii. Kalandrování je důležitý proces, který by měl zlepšovat kontakt mezi částicemi materiálu elektrody a také přilnavost elektrody k proudovému kolektoru. Obvykle následuje po nanesení a vysušení elektrodového materiálu na kolektorovou fólii. [2] Stlačení elektrod vede také ke zvýšení energetické hustoty, protože se zmenší tloušťka elektrod při zachování stejného množství funkčního materiálu. Kalandrování má ale i svoje nevýhody, v průběhu procesu dochází ke snížení porozity materiálu a tím ke zmenšení aktivní plochy. Snížení porozity vede k horší pohyblivosti iontů lithia v elektrodě. Dochází také ke kroucení elektrody. Proto je důležité nalézt ideální parametry kalandrování za účelem co nejlepších vlastností elektrod. [3]

2 EXPERIMENT

2.1 POUŽITÉ MATERIÁLY

V experimentu jsou použity elektrody s různým stupněm kalandrování. Aktivní materiál kladné elektrody je LiFePO_4 a aktivní materiál záporné elektrody je syntetický grafit SFG6. Předpokládá se zastoupení 80 hm. % aktivního materiálu ve směsi nanesené na kovové fólii, která slouží jako proudový kolektor. V případě kladné elektrody je použit hliníkový kolektor a v případě záporné elektrody je kolektor měděný. Jako referenční a pomocná elektroda je použito kovové lithium. Elektrody jsou odděleny separátorem CELGARD, který je napuštěn elektrolytem ve formě 1M LiPF_6 v roztoku EC:DMC v hmotnostním poměru 1:1.

2.2 SESTAVENÍ CEL

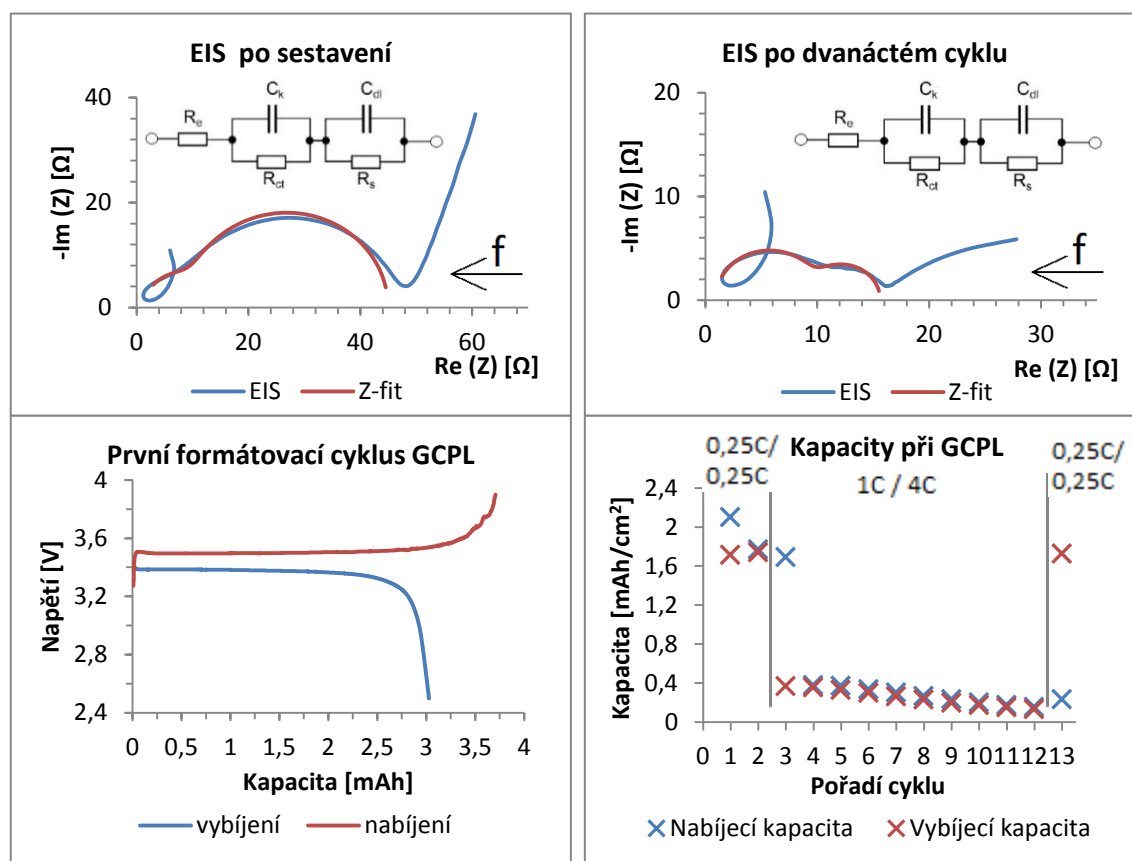
Sestavení poločlánků probíhá v rukavicovém boxu s Ar atmosférou, která obsahuje méně než 1 ppm O_2 a H_2O . Elektrochemický poločlánek je sestaven do přípravku EL-CELL® ECC-Ref® pro tříelektrodové zapojení a je hermeticky uzavřen.

3 VÝSLEDKY MĚŘENÍ

Bylo provedeno úvodní měření vzorku kladné elektrody s tloušťkou 185 μm a plochou 1,767 cm^2 . Vzorek byl sestaven do přípravku ECC-Ref. Hmotnost aktivní hmoty elektrody byla 22,7 mg a bylo použito 80 μl elektrolytu LiPF_6 . Pomocí teoretické měrné kapacity materiálu LiFePO_4 , která je 160 mAh/g , se určila teoretická kapacita poločlánku jako 3,6 mAh a hodnota se použila pro určení hodnoty C v 1. formátovacím cyklu. První byla na vzorku provedena EIS v rozsahu od 200 kHz do 100 mHz zobrazená na obrázku 1 společně s nabitým náhradním modelem

$$R_e + \frac{C_k}{R_{ct}} + \frac{C_{dl}}{R_s} \quad (1)$$

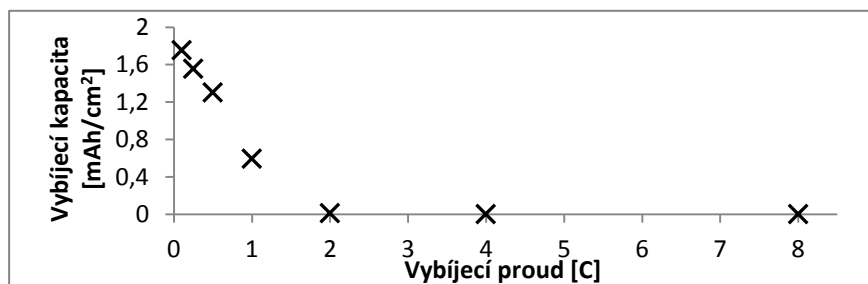
Po EIS byl proveden formátovací cyklus na obrázku 1, kdy byl poločlánek nabit proudem o hodnotě 0,25 C do napětí 3,9 V a poté byl vybit opět proudem 0,25 C do napětí 2,5 V. Po tomto cyklu byla určena jeho reálná kapacita 3,03 mAh a byl proveden 2. formátovací cyklus s C stanoveným z této kapacity. Následovalo 10 cyklů s nabíjecím proudem 1 C působícím do napětí 3,8 V, a vybíjecím proudem 4 C do napětí 3,1 V. Následovala EIS, zobrazená společně s nabitým náhradním modelem podle rovnice 1 na obrázku 1. Parametry obou provedených EIS jsou v tabulce 1. Po 2. EIS se provedl 13. cyklus s nabíjecím a vybíjecím proudem 0,25 C. Kapacity provedených cyklů jsou vyneseny v grafu na obrázku 1. Změna při zvětšení nabíjecího a vybíjecího proudu na 1C respektive 4 C byla tak významná, že do měření byl zařazen zátěžový test zobrazený na obrázku 2.



Obrázek 1: Grafy EIS a GCPL

EIS	R_e (Ω)	C_k (μF)	R_{ct} (Ω)	C_{dl} (μF)	R_s (Ω)
po sestavení	1,303	10,08	35,17	2,368	8,481
po cyklování	0,896	1,859	8,915	52,02	5,817

Tabulka 1: Parametry náhradního modelu EIS vzorku



Obrázek 2: Zátěžový test

4 ZÁVĚR

Z naměřených dat je patrné, že v průběhu 1. cyklu dochází k tvorbě SEI vrstvy spojené s nevratnou kapacitou, která v tomto případě činila $0,385 \text{ mAh/cm}^2$, to je přibližně 18,35 % z nabíjecí kapacity v 1. cyklu. V průběhu 2. cyklu už došlo k poklesu pouze o $0,029 \text{ mAh/cm}^2$, což je 1,64 % z nabíjecí kapacity. Ve 3. cyklu kapacita poločlánku výrazně poklesla. Poločlánek se nepoškozuje, ale mezi částicemi je pravděpodobně špatný kontakt. Je to patrné ze změny v kapacitě, pokud je poločlánek cyklován opět proudy 0,25 C jako ve 13. cyklu, vybíjecí kapacita je větší než nabíjecí, protože v předchozím cyklu nebyl článek díky většímu vybíjecímu proudu zcela vybit. Rozdíl mezi vybíjecími kapacitami 2. a 13. cyklu je pouze $0,016 \text{ mAh/cm}^2$, to je 0,92 %. Ze zátěžového testu je vidět, jak se zvyšujícím se vybíjecím proudem klesá vybíjecí kapacita. Pokles je poměrně rychlý, to je pravděpodobně způsobeno nedostatečným kontaktem částic elektrodové vrstvy. Změna je patrná i na EIS. Před cyklováním odpovídal změřený průběh očekávanému průběhu. Po cyklování ale došlo k výrazné změně EIS. Vnitřní odpor poločlánku se zmenšil ze $44,95 \Omega$ na $15,63 \Omega$, a změnila se struktura odezvy EIS. To je způsobeno neúplným vybitím článku díky změně vybíjecího proudu, lithné ionty tak byly v baterii uspořádány jinak než při první EIS a článek se nacházel v jiném stavu nabití. Vysokofrekvenční smyčka u EIS je způsobena indukčností přírodních kabelů. Pro stanovení optimálního přitlaku při procesu kalandrování je nutné provést měření dalších vzorků. Nicméně z úvodního měření je možné stanovit, že zvolený přitlak by měl být větší za účelem dosažení lepšího elektrického kontaktu mezi částicemi elektrodové vrstvy. Další možností by bylo například přidání většího množství uhlíkových sazí.

PODĚKOVÁNÍ

Tento příspěvek vznikl za finanční podpory projektu specifického výzkumu na VUT (projekt č. FEKT-S-17-4595, Materiály a technologie pro elektrotechniku III).

REFERENCE

- [1] MEGAHED, S. a W. EBNER. Lithium-ion battery for electronic applications. *Journal of Power Sources* [online]. 1995, 54(1), 155-162 [cit. 2016-12-04]. DOI: 10.1016/0378-7753(94)02059-C. ISSN 03787753. Dostupné z: <http://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/037877539402059C>
- [2] ZHENG, Honghe, Gao LIU, Xiangyun SONG, Paul RIDGWAY, Shidi XUN a Vincent S. BATTAGLIA. Cathode Performance as a Function of Inactive Material and Void Fractions. *Journal of The Electrochemical Society* [online]. 2010, 157(10), A1060- [cit. 2016-12-10]. DOI: 10.1149/1.3459878. ISSN 00134651. Dostupné z: <http://jes.ecsdl.org/cgi/doi/10.1149/1.3459878>
- [3] ZHENG, Honghe, Li TAN, Gao LIU, Xiangyun SONG a Vincent S. BATTAGLIA. Calendar effects on the physical and electrochemical properties of $\text{Li}[\text{Ni}_{1/3}\text{Mn}_{1/3}\text{Co}_{1/3}]\text{O}_2$ cathode. *Journal of Power Sources* [online]. 2012, 208, 52-57 [cit. 2016-12-04]. DOI: 10.1016/j.jpowsour.2012.02.001. ISSN 03787753. Dostupné z: <http://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/S0378775312003023>

MODEL OF BIPEDAL WALKING ROBOT

Jan Čermák

Bachelor Degree Programme (3), FEEC BUT E-mail: xcerma32@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Petr Vyroubal

E-mail: vyroubal@feec.vutbr.cz

Abstract: The purpose of this thesis is to construct a two-legged walking robot. This robot will be able to walk forward independently, following a given trajectory without any human assistance. The whole thesis includes the design of the robot construction, its modelling, the theory related to printing the robot with a 3D printer and finally, the programming of the robot's walk.

Keywords: Model, Robot, Servomotor, Arduino

1 ÚVOD

Hlavním cílem práce bylo navrhnout, následně vytvořit a řídit reálný model dvounohého kráčejícího robota, jenž by simuloval opravdovou chůzi jako člověk. Tedy aby dokázal ohýbat nohu do více směrů, dokázal ji vytočit, natáhnout a tak dále. K tomu je potřeba vytvořit model robota, který by toto umožnil, co se týká stability i možnosti dalšího rozvíjení, a byl soběstačný vykonávat chůzi vpřed po ose bez zásahu člověka.

Model robota byl vytvořen v 3D modelářském programu SolidWorks, k tisku dílů byla použita 3D tiskárna s technologií FDM (Fused Deposition Modeling) a použitý materiál je PLA (Polyactid Acid), jenž je bioplast vyráběný z rostlin.

K pohybu jsou použity servomotory MEX - 645BB MG Digital ovládané pomocí platformy Arduino.

2 NÁVRH

Před samotnou tvorbou projektu bylo nutné promyslet, jakou bude mít výsledný model reálnou podobu, aby bylo možné ho následně naprogramovat k předpokládané trajektorii chůze. Po výběru návrhu modelu mohlo přijít na řadu samotné modelování modelu robota v 3D modelářském programu.

Při modelování bylo nutné brát v potaz přesné parametry zakoupených součástí. Po dokončení celého modelu přišel na řadu tisk.

2.1 VÝBĚR NÁVRHU

Při výběru návrhu modelu robota byla inspirace v podobě dolních končetin člověka jasnou volbou, jelikož toto uzpůsobení je, mimo jiné, k zadanému pohybu přímo uzpůsobeno.

Před modelováním mechanické konstrukce přišlo na řadu teoretické rozebírání reálného sestavení této konstrukce, u které se zjišťovalo především v kolika kloubech a pak v kolika osách je daný kloub potřeba ohýbat. Na základě těchto zjištění byl zakoupen následný počet servomotorů, ložisek a šroubů k upevnění v ose hřídele servomotoru.

2.2 MECHANICKÁ KONSTRUKCE

Při konečném návrhu mechanické konstrukce pro modelování bylo nutno vymyslet konstrukci, schopnou ohýbat se ve všech potřebných osách, bez destruktivního zatížení na součásti konstrukce.

Robot je tvořen dvěma nohama, jenž jsou každá uchycena v pánvi, na které bude umístěna řídicí deska robota.

Po zvolení mechanického návrhu byla konstrukce uchycení servomotorů, a volba rozměrů nohou inspirována diplomovou prací, jenž byla na obdobné téma a mohla poskytnout podklady pro hrubou konstrukci robota. Hrubá konstrukce musela být následně upravována ve více ohledech z důvodu přizpůsobení výroby na 3D tisku, použitém materiálu, typu servomotorů a použité řídicí jednotce. Tudíž použité návrhy dílů z této práce sloužily pouze jako orientační podklad pro uchycení servomotorů a hrubou konstrukci bez větších detailů.[1]

Obě nohy se skládají ze sněžnice, umožňující stabilní opěrný bod pro danou nohu a celé těžiště robota při přenášení váhy z jedné nohy na druhou při chůzi. Velikost chodidla ovšem neomezuje v pohybu.

Chodidlo je přimontováno k holeni pomocí spojení dvou servomotorů, jenž tvoří hlezenní kloub a každý servomotoru zajišťuje pohyb ve své ose X, nebo Y. Stehno je k holeni připojeno pomocí dalšího servomotoru s pákou, který zajišťuje jediný možný pohyb v ose Y kolenního kloubu. Následuje uchycení v pánvi - to je tvořeno třemi servomotory, z toho dva umožňují pohyb kyčelního kloubu v osách X a Y, poslední vytváří rotační pohyb tohoto kloubu.

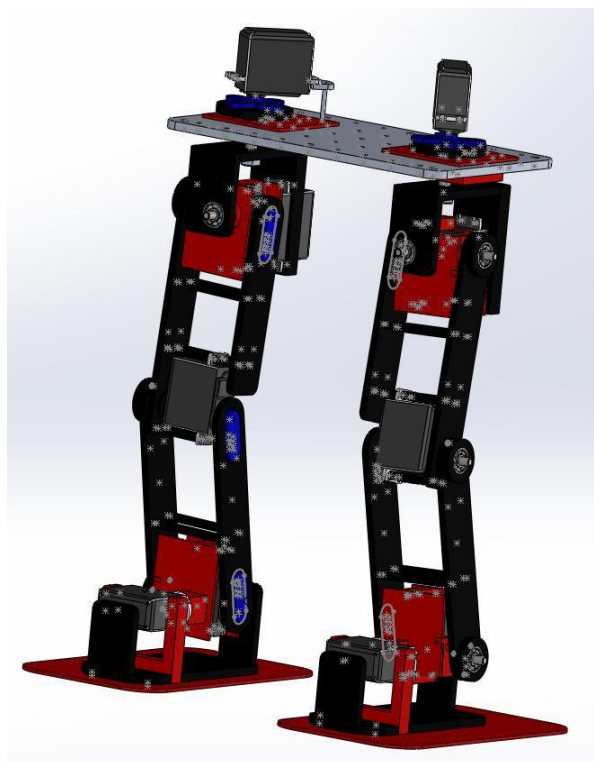
Všechny servomotory jsou modelářské typu MEX - 645BB MG Digital, s rozměry 39,9x19,8x37,6 mm (délka x šířka x výška), rychlostí 0,14 sec/60° a tahem 11Kg/cm při vstupním napětí 6V. Tento servomotor také disponuje kvalitnější kovovou převodovkou s kuličkovými ložisky a váhou cca 41,9g.

Z důvodu použití jednostranného servomotoru, je u servomotorů přímo spojujících chodidlo – holeň - stehno - pánev, hřídél přimontována v páce, jenž je zapuštěná a pevně uchycená v noze, z druhé strany nám šroub vedený v ose hřídele spolu s ložiskem pevně upevněným v další části nohy kompenzuje oboustranný servomotor a zabraňuje namáhání pouze strany nohy s hřídélí.

2.3 KONSTRUKČNÍ ŘEŠENÍ

Všechny servomotory, až na pánevní svislý, jsou uchyceny hřídélí k páce, k osovému uchycení jsou použita ložiska pevně ukotvená v modelu a spojená pomocí šestihranného šroubu se závitem M5, jenž má hlavičku upevněnou v modelu v ose hřídele daného servomotoru a vsunut do soustředného ložiska. Tím je zajištěno rozložení tlaku nejenom na stranu hřídele servomotoru, ale i na opačnou stranu, čímž zabraňuje vylamování servomotoru, popřípadě hřídele. [1]

K spojení součástí tvořících stehenní a holenní část, byly použity distanční sloupky s vysunutým závitem délky 49 mm (bez závitu), dalšími distančními sloupky délky 16,5 mm a 30 mm je připevněn servomotor 3. Pro ukotvení servomotoru tvořící rotační pohyb v kyčli byly použity distanční sloupky délky 19,5 mm. Sněžnice a pánev byly vytvořeny z hliníku, pánev hlavně z důvodu velikosti dílu a tlaku, který bude působit uprostřed při přenášení váhy a celkovém pohybu. Při možnosti vytvořit díl ze dvou dílů PLA pomocí 3D tisku a následném spojení by hrozilo rozlomení, kterému jsme tímto zamezili ze začátku konstrukce (viz obrázek 1).



Obrázek 1:3D SolidWorks model robota

3 ZÁVĚR

Výsledkem tohoto projektu je vytištěný fyzický model robota vytvořený v 3D programu a vytištěný na 3D tiskárně. Model je plně mechanicky pohyblivý, nachystaný pro následné přidání řídicí elektroniky. Model je stále možno upravovat a doladřovat pro následující komponenty díky použitému materiálu.

Model robota v 3D programu byl několikrát poupraven před výsledným tiskem. K úpravám docházelo především v oblasti pák servomotorů. Jejich upevnění bylo vyřešeno zapuštěním dané páky přímo do částí modelu tak, aby se točivý moment servomotoru, přenášel co nejlépe na samotný díl robota bez zbytečné ztráty síly, nebo její omezování. Dále pak v zapuštění šroubu do modelu u zadní strany servomotoru, což vytvořilo osové uchycení s hřídelí servomotoru.

Propojení celé elektroniky a programování přes zvolenou řídicí desku je předmětem aktuální práce na modelu v rámci bakalářské práce. Tato elektronika bude pohybovat celým modelem robota a uvádět ho do určeného pohybu. Pomocí této elektroniky bude robot plně soběstačný a dokáže vykonávat naprogramovaný pohyb bez pomoci člověka.

REFERENCE

- [1] Marek Peca. *Kráčející robot* [online]. Praha, 2008 [cit. 2016-12-01]. Dostupné z: https://rtime.felk.cvut.cz/~pecam1/spejbl_dp.pdf. Diplomová práce. České vysoké učení technické v Praze. Vedoucí práce Michal Sojka.

TEST EQUIPMENT FOR SET-UP ANIMATION LIGHT FUNCTION

David Holinka

Bachelor Degree Programme (3), FEEC BUT E-mail: xholin03@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Edita Hejátková

E-mail: hejatka@feec.vutbr.cz

Abstract: This work deals with creating equipment for testing animation light function. This device would allow display animation in any color and disposition. The equipment will consist of hardware and software. Hardware will constitute printed circuit boards. One of them will be called Master board, and other PCB will be called Led board. These PCB are connected by connectors. Communication will provide CAN bus. Using PC application will be programmed animation and then play them on the HW.

Keywords: animation, CAN bus, automotive light function

1 ÚVOD

Moderní automobilové osvětlení. To je opravdový megatrend. Přicházejí nové a nové technické inovace v oblasti osvětlování automobilů. Vývojáři se zaměřují na dosažení vyššího výkonu, větší bezpečnosti a účinnějšího designu. Hitem současné doby jsou led diody. Diody se coby osvětlovací technika automobilů začaly používat nejprve v souvislosti s denním svícením. V roce 2007 Audi představilo v modelu supersport R8 první takzvaný full LED světlomet. V jeho případě se diody využívali pro potkávací i dálkové osvětlení. Dalším počinem jsou například adaptivní dálkové diodové světlometry, nebo animované světelné funkce. Tento koncept animovaných světelných funkcí si klade za cíl nabídnout řidičům pokročilé funkce signálního osvětlení automobilu. Hlavní myšlenkou je přizpůsobení tvaru a jasu světelné funkce na základě informací získaných od uživatele nebo řídicí jednotky automobilu. Takto navrženou světelnou funkci je navíc možné nakonfigurovat i tak, aby například při odemknutí a zamknutí automobilu proběhla předdefinovaná uživatelská animace.[1]

Cílem práce je vytvoření testovacího zařízení pro tyto animované světelné funkce. Na tomto zařízení bude možné animované funkce zobrazit již při vývoji, aby se předešlo pozdějším složitým úpravám v řídicí jednotce světlometu. Důraz je kladen na různorodost zapojení, barvu a především rychlost změny světelného výstupu.

2 ŘEŠENÍ PROJEKTU

Tato kapitola se zabývá praktickým řešením daného tématu.

2.1 POŽADAVKY

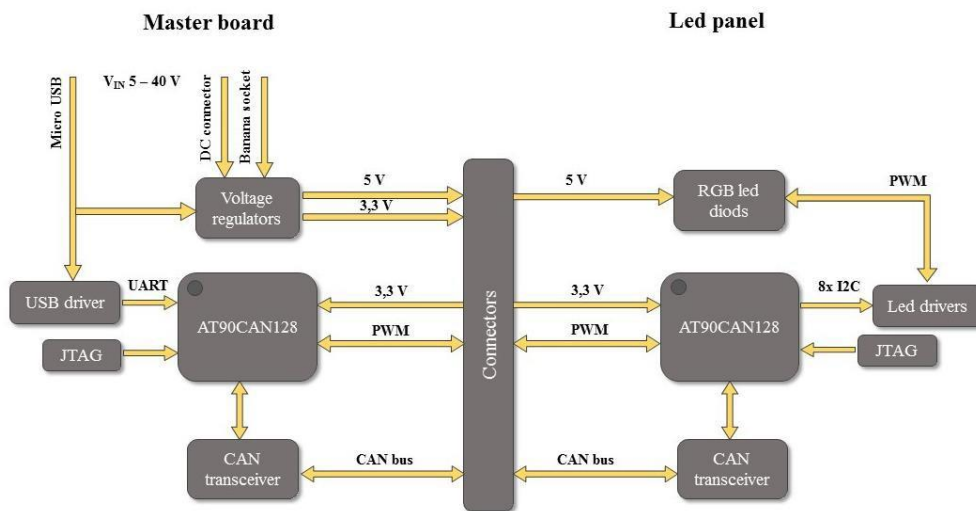
Zde jsou uvedeny hlavní body, které má zařízení splňovat

- Hardware
 - Rychlá změna světelného výstupu
 - Libovolné rozložení (led panely možno zapojit do jakéhokoliv tvaru)
 - Libovolná barva animované funkce

- Software
 - Aplikace pro tvorbu libovolných animací
 - Systematické uživatelské rozhraní
 - Rozpoznávání zapojení led panelů

2.2 POPIS TESTOVACÍHO ZAŘÍZENÍ

Základem tohoto zařízení jsou dvě desky plošných spojů. Jedna je základní, takzvaná „řídící“ a ostatní jsou zobrazovací, takzvané „led panely“. Blokové zobrazení zapojení těchto DPS lze vidět na obrázku 1. Tyto desky mají rozměry 60 x 60 mm a připojují se k sobě 26ti pinovými konektory, které jsou situovány na všech stranách DPS. Návrh desek plošných spojů byl proveden v programu Eagle. Základem návrhu byla volba vhodných součástek a rozvržení celkové funkčnosti zařízení. Výroba DPS proběhla ve firmě PragoBoards, kde byla využita výroby prototypových výrobků.



Obrázek 1: Blokové schéma systému

2.3 LED PANEL

Tento panel slouží pouze k zobrazování animací. Jak je uvedeno již výše, jeho rozměry byly omezeny na rozměr 60 x 60 mm. Těchto zobrazovacích panelů je vytvořeno více, aby si uživatel mohl sestavit libovolný tvar výsledné animace.

Při návrhu panelu byly v první řadě zvoleny RGB led diody, aby byl splněn požadavek různobarevnosti animací. Ty jsou na DPS rozloženy do pravidelné matice 6 x 6. K těmto led diodám je potřeba i řadiče, které by umožnily řídit individuálně každý ze tří kanálů led diody. Pro tento účel byl zvolen původně obvod TLC5947, ale později byl ve schématu nahrazen obvodem PCA9635. Výhodou tohoto obvodu je jeho snadnější adresování (7bitovou adresou), a tudíž i komunikace s ním. Dále bylo potřeba zvolit mikrokontrolér, který podporuje sériovou komunikační sběrnici I2C pro komunikaci s obvodem PCA9635, a také komunikační sběrnici která by zajistila přenos informací mezi jednotlivými DPS. Pro tuto úlohu byl zvolen mikrokontrolér AT90CAN128 od výrobce Atmel. Tento obvod byl zvolen z důvodu doporučení firmy, pro kterou tento projekt vytvářím, a obsahuje také potřebnou podporu sběrnice I2C a CAN, která byla zvolena pro komunikaci mezi DPS. Sběrnice CAN je v této práci použita jako primární a probíhá na ní přenos dat rychlostí 1Mb/s. K této sběrnici je možné připojit téměř libovolný počet zařízení (v tomto případě led panelů).

Pro řízení RGB led diod byl vybrán, již výše zmíněný, integrovaný obvod PCA9635. Jedná se o 16ti kanálový řadič, na jehož každý výstupní kanál je připojen vždy jeden vývod RGB led diody. Tyto

vývody jsou řízeny pulsní šířkovou modulací. Obvod PCA9635 obsahuje řídicí PWM registry, které lze rychle přepisovat a snadno tak měnit výstupní proud za účelem změny svítivosti led diod. Každý krok má 8bitové rozlišení (256 kroků), který pracuje s 97 kHz pracovním cyklem. Pokud chceme poloviční svítivost led diody, stačí nastavit spouštění PWM při dosažení čísla 128. V tu chvíli výstupní kanál PWM vypne proud do led diody. Po dosažení maximální hodnoty čítače (256) je kanál opět aktivován a proces se periodicky opakuje. [2]

2.4 ŘÍDICÍ DESKA PLOŠNÝCH SPOJŮ

Pro řídicí desku plošných spojů byl zvolen jako hlavní prvek také mikrokontrolér AT90CAN128. V této práci je v provedení pouzdra TQFP64 určeného pro povrchovou montáž. Tato deska plošných spojů slouží především k napájení celého systému a zpracování příkazů z počítačové aplikace, které bude následně rozesílat jednotlivým led panelům po sériové komunikační sběrnici CAN.

Napájení je možné pomocí DC napájecí konektoru, micro USB konektoru nebo přes banánkové vývody. Napájení je uspořádáno tak, aby bylo aktivní vždy pouze jedno. To zajišťuje přepínač přímo na DPS. Za napájecí částí jsou zapojeny dva obvody napěťových regulátorů LM22673, které jsou limitovány vstupním napětím v rozsahu 4,5 – 40 V. Toto napětí je redukováno na napětí 3,3 a 5 V. Napětí 3,3 V slouží k napájení mikrokontrolérů a napětí 5 V je určeno pro napájení RGB led diod.

Při propojení PC a řídicí desky micro USB konektorem je řešeno nejen napájení, ale také UART komunikace mezi počítačem a mikrokontrolérem AT90CAN128. K této komunikaci slouží dvě linky Rx a Tx. Ty jsou vedeny přes USB řadič Vinculum II, který slouží jako převodník UART rozhraní na USB.

2.5 SOFTWARE

Počítačová aplikace se vyvíjí v prostředí programu Microsoft Visual studio 2015. Při jejím návrhu je kladen důraz na jednoduchost a efektivnost. Uživatelské rozhraní je konstruováno tak aby bylo pro každého uživatele přehledné. V této aplikaci bude možné si naprogramovat libovolnou animaci a přehrát její průběh. Po dokončení návrhu tento program umožní nahrát animaci do testovacího zařízení, kde bude možné vidět výsledek v reálném čase a prostředí.

3 ZÁVĚR

Využití tohoto zařízení bude především ve vývoji nových svítilen, kde bude sloužit pro testování animovaných světelných funkcí. Zařízení je vytvořeno na základě požadavků automobilky Audi, kde vývoj animovaných světelných funkcí svítilen již probíhá.

Práce obsahuje teoretické i praktické řešení daného tématu. Během návrhu bylo dbáno na požadavky zařízení. Byla vytvořena druhá revize hardware, ve které došlo k drobným estetickým úpravám plošných spojů. Tato verze by měla být již finální verzí projektu. Momentálně pracuji na softwarovém vybavení hardware a vývoji počítačové aplikace v programovacím jazyce C#.

SEZNAM POUŽITÉ LITERATURY

- [1] Varroc. *Auto roku: Personalizace v automobilovém osvětlení* [online]. 2015 [cit. 2017-03-28]. Dostupné z: <http://www.autoroku.cz/clanky/prislusenstvi/personalizace-v-automobilovem-osvetleni>.
- [2] PCA9632: Product data sheet [online]. 2009 [cit. 2017-03-28]. Dostupné z: http://www.nxp.com/documents/data_sheet/PCA9635.pdf

STUDY OF EFFECT OF ORGANIC ADDITIVES ON THE MORFOLOGY OF ZINC DEPOSIT

Jan Smejkal

Bachelor (3), FEEC BUT

E-mail: xsmejkl18@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Ladislav Chladil

E-mail: chladil@feec.vutbr.cz

Abstract: Article studies effect of the selected organic additives on zinc deposit properties in relation to negative electrode for Ni-Zn battery. All additives were examined with emphasis on the study of dendritic and mossy structure growth suppression. Additives have been selected in order to their already known benefits for Ni-Zn cell and in order to their using in galvanic production. Additives were examined by XRD diffractometer Rigaku Miniflex 600 HR and electron microscope Tescan Vega 3 XMU.

Keywords: XRD, Rigaku, Ni – Zn, deposition, morfology

1 ÚVOD

Ni-Zn články jsou kvůli jejich dobrým vlastnostem velmi perspektivní pro využití jak ve stacionárních, tak i mobilních aplikacích. Výhodou nikl-zinkové baterie je vysoké napětí až 1,73 V, což je o 0,4 V více než u nikl-kadmiových článků, a vyšší hustota naakumulované energie až 80 Wh/kg. V současnosti je kladen důraz na ekologii a dopad elektrických systémů na životní prostředí. Všechny součásti Ni-Zn akumulátorů jsou snadno a s vysokou účinností recyklovatelné. Největší problém Ni-Zn akumulátorů je dendritický růst (tvorba krystalů na Zn elektrodě při oxidaci, růst krystalů vede ke snižování kapacity nebo k úplnému zničení baterie), snižující životnost Ni-Zn akumulátorů [1].

Při katodické polarizaci záporné elektrody (při nabíjení alkalické Ni-Zn baterie) se začne aktivní hmota měnit na kovový zinek. Při tomto procesu dochází k depozici zinečnanů v elektrolytu na proudový kolektor záporné elektrody. Reaktanty jsou obsaženy jak v roztoku jako $\text{Zn}(\text{OH})_4^{2-}$, tak na elektrodě ve formě ZnO. Celková morfologie depositu je značně závislá na proudových hustotách, při kterých dochází k dendritickému růstu. Je patrné, že potlačení dendritického růstu je možné za přítomnosti vlivů podporujících transport iontů zinku jako např. zvýšená koncentrace iontů zinku v elektrolytu a nízká viskozita v elektrolytu. Dalším způsobem potlačení růstu dendritických vrstev je přidání aditiv. Mezi významná aditiva ovlivňující tvar a velikost depositu patří kovy, organické sloučeniny, anorganické sloučeniny a surfaktanty [2].

Povrchově aktivní látky (surfaktanty) se používají jako aditivum kvůli potlačení dendritického růstu. Při jejich použití se předpokládá, že budou na stejné úrovni s částicemi iontů zinku a budou mít velký vliv na jejich přemísťování a transport [3]. Předkládaná práce se zabývá studiem vybraných typů organických aditiv na morfologie Zn depositu a jeho krystalografickou orientaci.

2 MĚŘENÍ

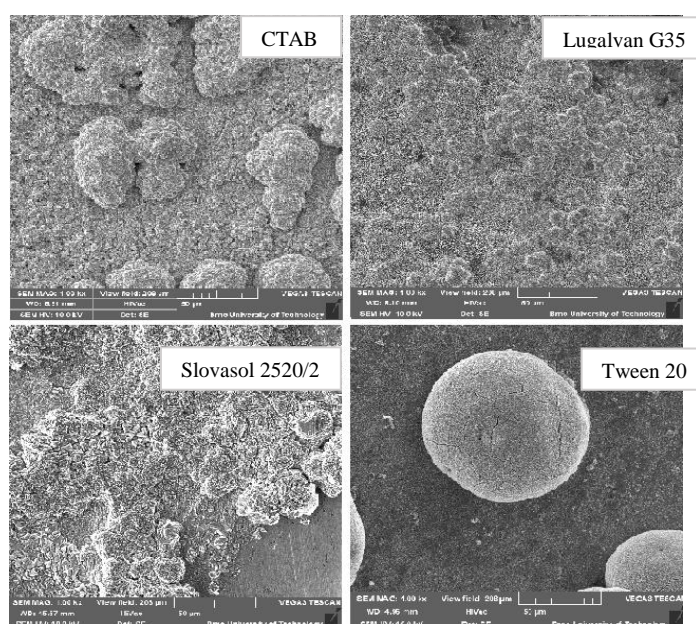
Před měřením bylo nutné připravit elektrody z válcovaného cínového plechu (vysoký vývin vodíku) o tloušťce 0,5 mm. Plocha pro měření byla 2 cm², zbývající část elektrody byla odizolována přilepením izolačního materiálu pomocí epoxidového lepidla a následně vytvrzena při teplotě 100 °C po dobu 60 minut. Základní roztok byl připraven rozpuštěním 30 g ZnO v 1000 ml 6 mol KOH.

Ze základního roztoku byly připraveny testovací roztoky přidáním aditiv. Zvolená aditiva jsou neionogenní (Slovasol 2520/2 a Tween 20), kationaktivní (CTAB) surfaktanty a průmyslové leštidlo (Lugalvan G35). Výsledná koncentrace aditiv v roztoku byla 500 ppm.

Depozice zinku probíhala v tříelektrodevém zapojení při konstantním proudu 10 mA/cm^2 po dobu 30 minut. Pracovní elektrodou byla Sn elektroda, jako referenční elektroda byl použit Zn drát a protielektroda byla tvořena niklovou sítkou. Po depozici byla provedena měření na XRD a elektronovém mikroskopu. Měření na XRD probíhalo při zvoleném $k\beta$ filtru o tloušťce 0,03 a divergenční clonou (štěrbinou) DS 0,1 mm. Rozsah měření byl od $20 - 120^\circ$ po kroku $0,02^\circ$.

3 VÝSLEDKY A DISKUZE

U nízkých proudových hustot se především začínou vytvářet mechové struktury (bez přítomnosti aditiv). Z fotografií Zn depositů na Obr. 1 je patrné, že všechna zvolená aditiva ovlivnila výrazně strukturu depositu. Velikost a struktura depositu byla zkoumána pomocí elektronového mikroskopu.



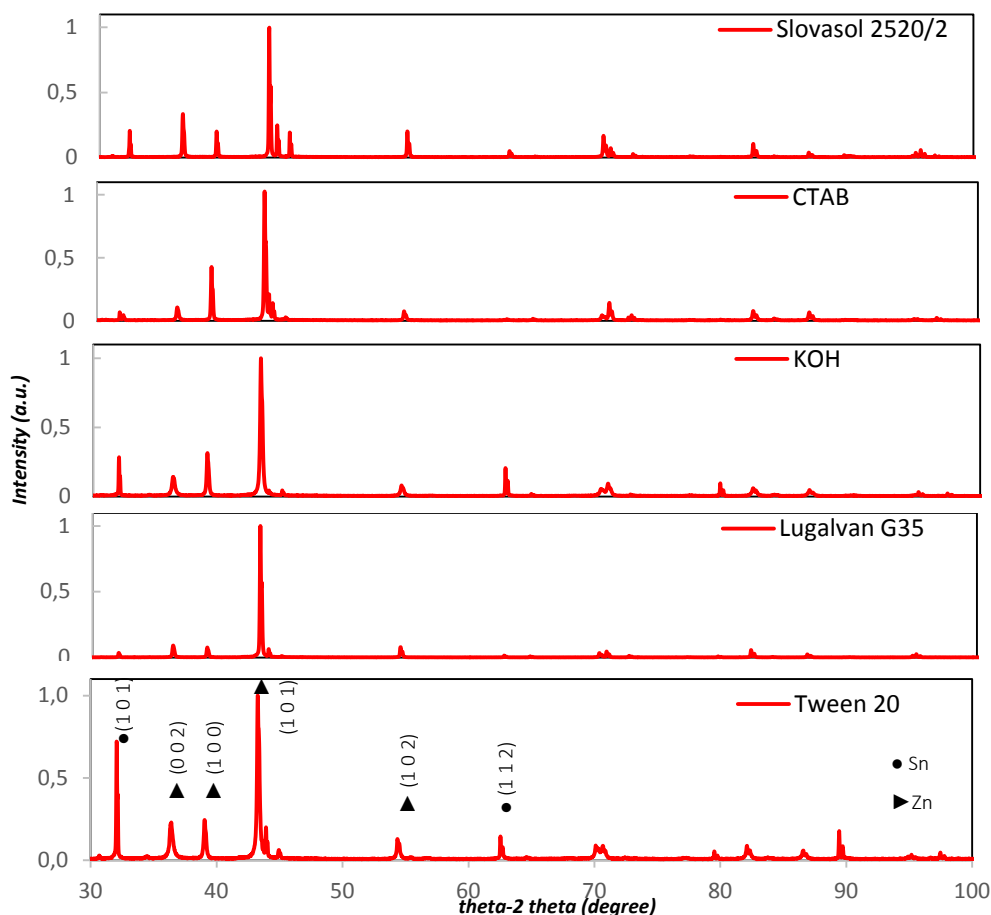
Obrázek 1: Struktura depositů při nízkých proudových hustotách 10 mA/cm^2 . V roztoku 6 mol/l KOH a 30 g/l ZnO. Aditiva s koncentrací 500 ppm.

		KOH	CTAB	Lugalvan G35	Slovasol 2520/2	Tween 20
Zinek	h	1	0	1	1	1
	k	0	0	0	0	0
	l	0	1	1	0	0
	March coefficient	0,714	1,399	0,467	1,116	1
Cín	March coefficient	0,325	0,610	0,120	0,210	0,315

Tabulka 1: Přednostní orientace deponovaných krystalů po přidání aditiv. Přednostní orientace u cínu byla u každého aditiva stejně orientována (1 0 2).

Přednostní orientace u Sn podkladu byla u každého aditiva stejně orientována, pouze se lišila úroveň přednostní orientace (velikost March koeficientu). V roztoku čistého KOH byla naměřena přednostní orientace (1 0 0). Velikost March koeficientu (< 1) naznačuje potlačení růstu v uvedeném směru. V případě aditiva Slovasol 2520/2 byl March koeficient (> 1), což poukazuje na mírně zvýšenou depoziční kinetiku v uvedeném směru. U vyloučených struktur aditiva CTAB byla identifikována přednostní orientace ve směru (0 0 1) a Lugalvan G35 (orientace 1 0 1). V případě aditiva Tween 20 dochází ke vzniku porézní struktury s malými krystalitami. Velikost čas-

tic byla určena Halder-Wagnerovou metodou a pohybovala se kolem 20 nm. U dalších aditiv nebylo možné použít Halder-Wagnerovu metodu kvůli velikosti krystalů (nad cca. 200 nm).



Obrázek 2: Difrakční spektra pro vzorky Zn depositů ze supersaturovaného roztoku 6 M KOH s přidávanými organickými aditivy.

4 ZÁVĚR

Všechna aditiva projevila výrazný vliv na tvorbu mechového depositu při nízkých proudových hustotách. U aditiv Slovasol 2520/2 a Lugalvan G35 byl pozorován nárůst shluků krystalků. U aditiva CTAB byl pozorován rovnoměrný nárůst depositu. U aditiva Tween 20 byl pozorován nárůst shluků porézních tyčinek, přičemž jejich velikost (průměr) byla stanovena na 20 nm. Tento typ depositu může být vhodný z důvodu rovnoměrného růstu ve všech směrech a také pro jeho dobré difúzní vlastnosti kvůli vysoké poréznosti takto vytvořené vrstvy. Z těchto důvodů se jako nejlepší aditiva pro použití u Ni-Zn akumulátorů jeví CTAB a Tween 20. Tato aditiva nejvíce potlačila tvorbu nerovnoměrně rosteného mechového depositu při nízkých proudových hustotách.

REFERENCE

- [1] LINDEN, D., REDDY, T. B. Handbook of batteries. 3rd ed. New York: McGraw-Hill, 2002, s. 913-949. ISBN 00-713-5978-8.
- [2] WANG, R. Y., D. W. KIRK, D. W., ZHANG, G. X., *Characterization and Growth Mechanism of Filamentous Zinc Electrodeposits*, ECS Transactions, sv. 2007, č. 16, s. 19-27, 2007.
- [3] GOMES, A., DA SILVA PEREIRA, M. I., *Pulsed electrodeposition of Zn in the presence of surfactants*, Electrochimica Acta, sv. 51, č. 7, s. 1342-1350, 2006.

SIMULATION AND FABRICATION OF PIEZOELECTRIC MEMS RESONATORS

Jaroslav Klempa

Bachelor Degree Programme (3), FEEC BUT

E-mail: xklemp00@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Imrich Gablech

E-mail: imrich.gablech@ceitec.vutbr.cz

Abstract: This paper presents FEM analyses and fabrication of piezoelectric MEMS resonators. Modal and harmonic analyses were made using Ansys® Workbench. These simulations showed the influence of resonators geometry on their out-of-plane displacement and corresponding resonant frequencies. Piezoelectric resonators were fabricated by standard microfabrication processing compatible with complementary metal-oxide-semiconductor (CMOS) technology.

Keywords: Piezoelectric resonator, MEMS, thin films, FEM analyses

1 INTRODUCTION

Development of microelectromechanical systems (MEMS) started in late 60s. Since then huge demand on miniaturization, improved stability and efficiency was requested with every electronic device. MEMS can offer these things by incorporating mechanical moving parts to electronic circuits. Most of the current development is focused on the manufacture of reliable sensors. One of the most successful examples are pressure sensors and infrared cameras used in almost every new car and military applications, respectively [1,2]. MEMS resonators are also widely used in many industrial applications such as inertial sensors and gyroscopes. The change in the resonant frequency can be also used for detection of adsorbed molecules, which can be used for example to weigh molecules or for detecting certain substances [3].

2 EXPERIMENTAL

The piezoelectric resonator was realized as one clamped cantilever beam (Fig. 1a). In the principle, the beam is actuated at resonant frequency utilizing piezoelectric properties of AlN between two electrodes. Each fabricated resonator consists of five layers deposited on 4-inch Si wafer.

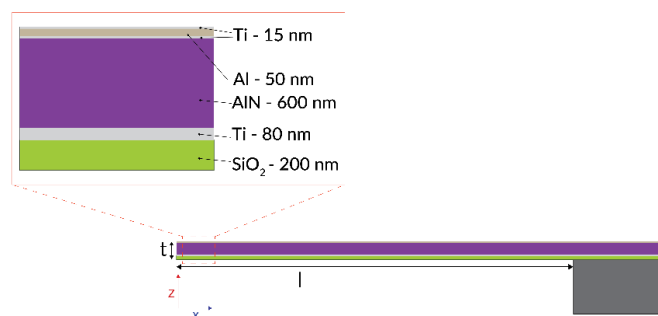


Figure 1: Structure of cantilever beam.

The bottom low stress 200 nm thick SiO₂ prepared by plasma-enhanced chemical vapour deposition (PECVD) is used as a structural layer. Next layers were then prepared using physical vapour deposition (PVD) by a Kaufman ion-beam source to achieve high quality and controlled parameters of deposited thin films. The bottom 80 nm thick Ti thin film serves as an electrode and

a seed layer for consequent AlN deposition. The AlN with thickness of 600 nm grown on Ti has better parameters due to their similar lattice parameters and crystal structure. The top electrode consists of 15 nm thick Ti adhesion layer and 50 nm Al layer.

2.1 FEM ANALYSES

Modal and harmonic analyses were carried out using Ansys Workbench 17.2. The piezoelectric resonators as cantilever beams were simulated with different dimensions. We determined how different dimensions influence the resonant frequency and displacement. Fig. 2 shows that the length (l) of cantilever has exponential decay dependence on its resonant frequency, while the width (w) change is marginal. Increasing thickness of AlN also increases resonant frequency.

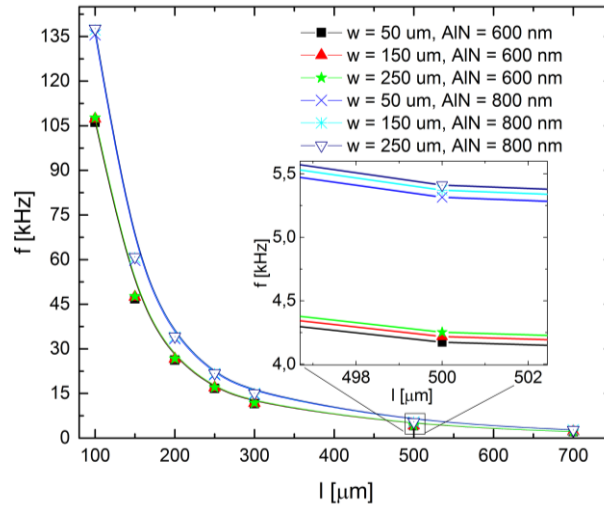


Figure 2: Simulated resonant frequencies for different lengths, widths and thicknesses of cantilever beams.

2.2 FABRICATION

Fabrication process flow is outlined in the Fig. 3. Process starts with semiconductor standard Si wafer on which all thin layers were deposited as described previously (Fig. 3a).

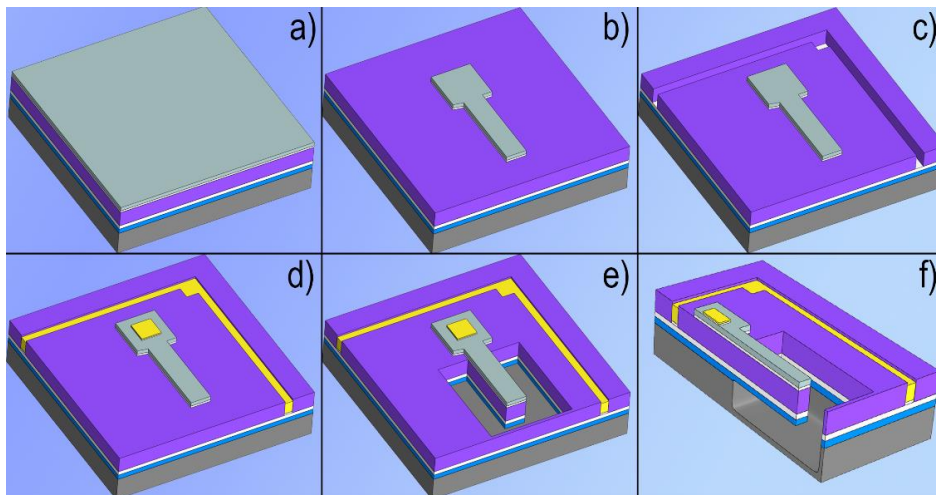


Figure 3: Schematic of fabrication process (not to scale): a) all deposited layers on Si wafer, b) shaped top electrode, c) exposed bottom electrode, d) lift-off deposition of gold for wire bonding, e) removal of excess material surrounding the resonator, f) section view of released cantilever with XeF_2 .

The first step in the beam fabrication is the shaping of the top electrode. This consists of deposition of negative photoresist using spin-coating technique, followed by soft baking on hot-plate. Exposure was carried out by direct write lithography. After the exposure, the negative photoresist needs to be crosslink baked. The follow up consists of development in the solution of TMAH and water which removes the unexposed parts of the photoresist and rinse in water to get rid of any traces of the developer. Ion milling machine equipped with spectrometer for precise end-point detection of sputtered elements is then used to remove the unprotected areas of the top Al layer. The Ti thin film was then etched by reactive ion etching using SF₆/O₂ plasma discharge. As shown in the Fig. 3b, the top electrode is created. The second step starts with lithography using positive photoresist and is followed up by ion milling which then provides access to common ground Ti electrode (Fig. 3c). The Ti adhesion layer and Au layer are then deposited using lift-off technique to make contacts for wire bonding (Fig. 3d). The third step involves lithography around the main beam structure to remove the excess material using ion milling through all layers and stops at the Si substrate (Fig. 2e). Whole structure is then released using XeF₂ isotropic etching (Fig. 2f) in the last step.

SEM photographs of fabricated resonators are shown in Fig 4. The bending is caused by residual compressive stress in PECVD SiO₂. Nevertheless, the influence of a such bending is negligible in terms of electro-mechanical properties of piezoelectric resonator.

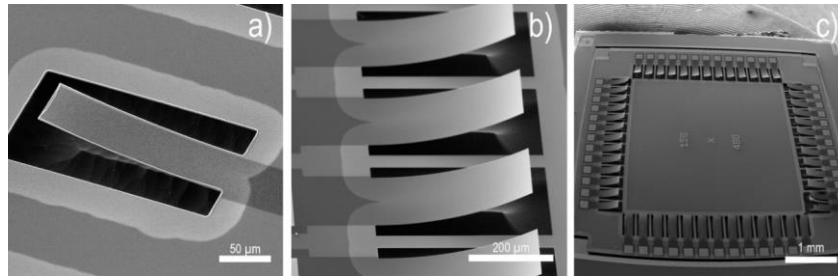


Figure 4: SEM photographs of manufactured resonators: a) single cantilever with etched groove, b) detail on cantilever array, c) cantilever array.

3 CONCLUSIONS

This work presented simulation and fabrication of piezoelectric MEMS resonators. FEM analysis results show how resonator dimensions affect the resonant frequency. These results can be used to tailor devices with desired resonant frequencies for specific application. Fabrication process is fully compatible with CMOS technology thus these structures can be integrated into chip with electrical circuits. All materials are also biocompatible which opens new possibilities for applications such as low energy consumption cochlear implants, infrared bolometers, very precise weight measurements and detections of living cells or gaseous substances.

ACKNOWLEDGMENT

Part of the work was carried out with the support of CEITEC Nano Research Infrastructure (MEYS CR, 2016–2019).

REFERENCES

- [1] MALUF, N. a WILLIAMS, K. Introduction to Microelectromechanical Systems Engineering. Artech House, 2004. ISBN 9781580535915.
- [2] BRENDLEY, K. W. a STEEB, R. Military applications of microelectromechanical systems. DTIC Document.
- [3] BRAND, O. et al. Resonant MEMS: fundamentals, implementation and application. Weinheim: Wiley-VCH Verlag GmbH & Co. KGaA, 2015. ISBN 9783527335459.

THE IMPACT OF CRITICAL FLOW IN DIFFERENTIALLY PUMPED CHAMBER

Pavla Hlavatá

Bachelor (2), FEEC BUT

E-mail: hlavata.pavla@gmail.com

Supervised by: Jiri Maxa

E-mail: maxa@feec.vutbr.cz

Abstrakt: Environmentální rastrovací elektronový mikroskop (EREM), který je konstruován pro vysoký tlak plynů v komoře vzorku namísto vakua, umožňuje studovat vzorky obsahující vodu nebo živé biologické vzorky bez nutnosti jejich speciální úpravy. To z důvodu, že mezi komoru vzorku a tubus je vložena diferenciatně čerpaná komora. Vzhledem k velkým tlakovým spádům u této konstrukce dochází při čerpání plynu k nadzvukovému proudění za clonou oddělující komoru vzorku od diferenciatně čerpané komory. To se projevuje specifickým jevem kritického proudění ve cloně a poklesem tlaku v proudu v nadzvukové oblasti. Vhodnou konstrukční úpravou je možné využít daný jev a docílit snížení průměrného tlaku plynu ve dráze primárního svazku. To má za následek snížení rozptylu primárního svazku a zvýšení ostroty výsledného obrazu.

Klíčová slova: ANSYS Fluent, Electron microscopy, Environmental scanning electron microscope, ESEM, Shock wave, SolidWorks

1 ENVIRONMENTÁLNÍ RASTROVACÍ ELEKTRONOVÝ MIKROSKOP

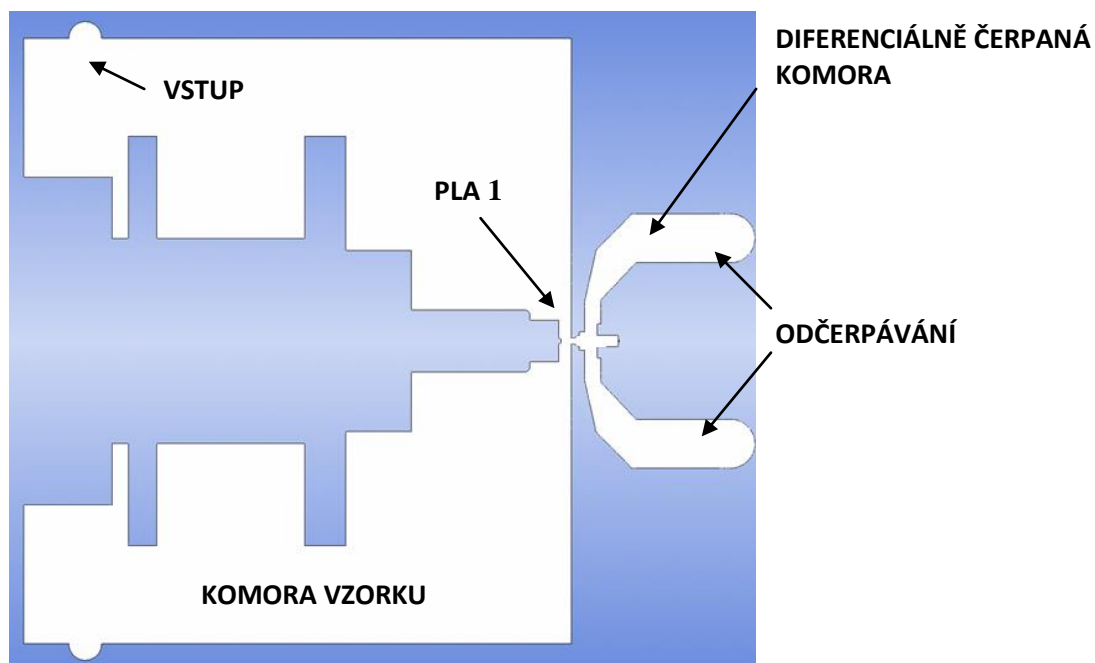
Tato práce se zabývá problematikou proudění plynu v nízkých tlacích v diferenciatně čerpané komoře [1]. Diferenciatně čerpaná komora je součástí Environmentálního rastrovacího elektronového mikroskopu (obr. 1). Tento typ se od klasického elektronového mikroskopu odlišuje tím, že umožňuje pozorovat i vzorky obsahující v přirozeném stavu vodu. Toto je umožněno díky umístění diferenciatně čerpané komory oddělující vakuum v tubusu (0.01 Pa) od komory vzorku, ve které může být tlak až 2000 Pa na rozdíl od klasických elektronových mikroskopů, kde vzorek je umístěn ve vakuu a vyžaduje speciální úpravu [4]. Práce mapuje principy proudění ve specifických podmínkách nadzvukového proudění v oblasti nízkých tlaků, což umožňuje následně upravit diferenciatně čerpanou komoru tak, aby docházelo k menšímu rozptylu primárního elektronového svazku, neboť rozptyl primárního svazku roste s rostoucím tlakem.

2 ANALÝZA PROUDĚNÍ V NADZVUKOVÉM REŽIMU

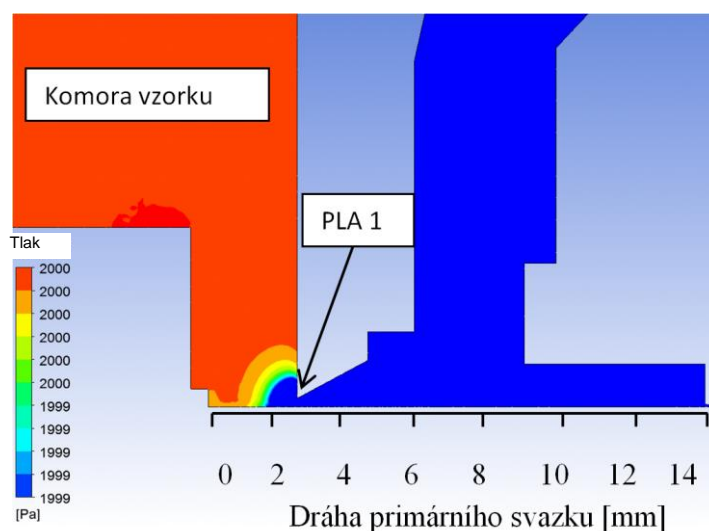
Analýzy byly provedeny pomocí systému Ansys Fluent pomocí metody konečných objemů. Vzhledem k velkým gradientům tlaku bylo použito výpočetní schéma Density Based s diskretizací druhého řádu [2].

Byl vyšetřován průběh tlaku a rychlosti v dráze primárního svazku pro vyhodnocení vlivu kritického proudění za clonou PLA 1 (obr. 2) [3]. Z výsledků plyne, že od hodnoty tlaku 300 Pa v komoře vzorku vzniká z důvodu velkého tlakového spádu mezi komorou vzorku a diferenciatně čerpanou komorou v cloně PLA 1 nadzvukové proudění, které při dalším zvyšování tlaku v komoře vzorku výrazně roste. To má za následek vznik jevu patrný na grafech uvedených na obr. 3. V oblasti nadzvukového proudění z důvodu fyzikálního jevu takzvaného ucpání dýzy dochází k poklesu tlaku (obr. 3 pravý sloupec). Proto je patrné z obr. 3, že varianta s 50 Pa v komoře vzorku vykazuje rovnoměrné proudění skrze clonu PLA1 s pozvolným poklesem tlaku za ní. Varianta s 2000 Pa naopak prokazuje charakter kritického proudění, kdy v nadzvukové oblasti dochází k poklesu tlaku zakon-

čeném rázovou vlnou. V našem případě rázová vlna nemá charakter ostrého úzkého pásu zvýšeného tlaku, ale je rozmazaná, neboť u nízkého tlaku vazké síly výrazněji ubrzí setrvačné.



Obrázek 1: Řez Environmentálním elektronovým mikroskopem.

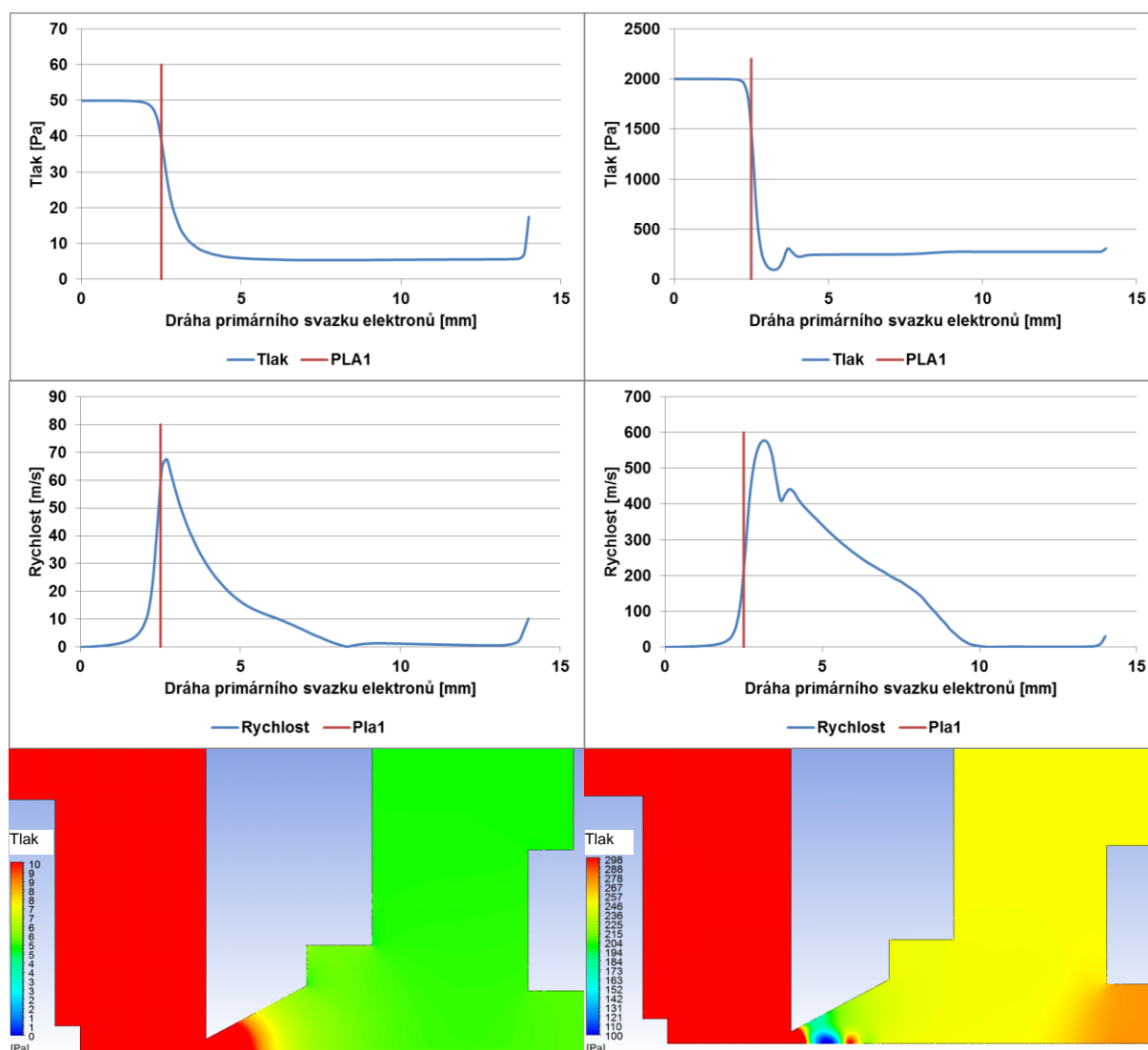


Obrázek 2: Pokles průměrného tlaku při nadzvukovém proudění.

3 ZÁVĚR

Byl vyšetřován průběh tlaku a rychlosti v dráze primárního svazku pro vyhodnocení vlivu kritického proudění za clonou PLA 1.

Bylo prokázáno, že ve cloně PLA 1 dochází od hodnot tlaku v komoře vzorku cca 300 Pa k charakteristickému jevu kritického proudění a ucpání dýzy, Uvedený jev je možné využít při konstrukci diferencially čerpané komory. Na základě výsledků byly provedeny další analýzy na upravených tvarech diferencially čerpané komory k dosažení snížení tlaku v dráze primárního svazku.



Obrázek 3: Vliv kritického proudění na průběh tlaku za clonou.

PODĚKOVÁNÍ

Publikace vznikla za finanční podpory projektu specifického výzkumu na VUT (projekt č. FEKT-S-17-4595, Materiály a technologie pro elektrotechniku III).

REFERENCE

- [1] NEDĚLA V., AUSRATA R. Environmental scanning electron microscopy. *Československý časopis pro fyziku*, 2005, vol. 2005, no. 3, p. 251 (p.)ISSN: 0009-0700.
- [2] BÍLEK, M.; HLAVATÁ, P.; MAXA, J. Comparison of Results obtained using Monte Carlo and ANSYS Fluent in Analysis Differentially Pumped Chamber. In *Proceedings of the 22 Conference STUDENT EEICT 2016*. 2016. p. 600-604. ISBN: 978-80-214-5350- 0.
- [3] VERSTEEG, K. and MALALASEKERA, W. *An Introduction to Computational Fluid Dynamics: The Finite Volume Method*. Reading. Addison-Wesley, 1995, 257 p.
- [4] NEDĚLA, V., HŘIB, J. and VOOKOVÁ, B. Imaging of early conifer embryogenic tissues with the environmental scanning electron microscope. *Biologia Plantarum*, 2012, vol. 56, no. 3.

LI-ION ACCUMULATORS – COMPARISON OF CATHODE MATERIALS

Kristýna Lexová

Bachelor Degree Programme (3), FEEC BUT

E-mail: xlexov00@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Tomáš Kazda

E-mail: kazda@feec.vutbr.cz

Abstract: The issue of energy storage becomes increasingly important with the growing need for safe and clean energy that could be used in portable electronics and electric vehicles. This paper shortly introduces the topic of lithium-ion accumulators, compares currently used cathode materials and discusses promising future materials.

Keywords: Accumulator, Li-ion accumulator, cathode, electric vehicle, high-voltage cells, Li-S

1 INTRODUCTION

The options of energy storage have evolved considerably since the very first electrochemical cell was invented by Alessandro Volta at the end of the eighteenth century. And yet this technology still has a potential of development. Energy, or the lack of it, is one of the greatest issues of our time. Batteries and accumulators play an essential role in everyday life; they provide a wide variety of applications, from small accumulators running pacemakers and most of the applications in our mobile phones, to accumulators that power electric vehicles. Therefore, lithium-ion accumulators are of growing importance. This paper, through the analysis of literature, presents a brief comparison of the currently used and future positive electrode materials for Li-ion accumulators, their benefits and applications.

2 ACCUMULATORS

Accumulators are electrochemical sources of current that transfer chemical energy into electrical energy. The basic unit of an accumulator is an electrochemical cell, which is formed by positive and negative electrode and an electrolyte. Electrochemical sources of current can be further divided into primary and secondary sources, or batteries and accumulators. As opposed to battery, accumulator is electrically rechargeable. [1][2]

The year 1859 is an important milestone in the matter of energy storage. In 1859, the first rechargeable lead-acid accumulator has been invented. More than one hundred years later, lead-acid accumulators are still used in large numbers. This scientific breakthrough was followed by the invention of nickel-cadmium accumulator. Another turning point came in 1991 as the first lithium based accumulator was released by Sony. Thenceforth, lithium based accumulators have become the most frequently used option for electrical energy storage. [3]

2.1 WORKING PRINCIPLE

The working principle (see figure 1) of Li-ion accumulators is based on the interchange of lithium ions between the positive and negative electrodes through electrolyte. These lithium ions carry electric charge. This movement of ions is similar to that of a rocking chair and hence the term *rocking chair battery* is sometimes used. The lithium ions are reversibly removed or inserted into the active material of the electrodes. The electrode materials are so called intercalation compounds.

The negative electrode material is usually a graphitic carbon, whereas the positive electrode materials are lithium oxide compounds. Regarding cathode materials, there is no practical use of pure lithium oxide; at present, LiCoO_2 , $\text{LiNi}_{0.33}\text{Mn}_{0.33}\text{Co}_{0.33}\text{O}_2$, LiMn_2O_4 and LiFePO_4 belong to the most frequently used cathode materials. [1][2]

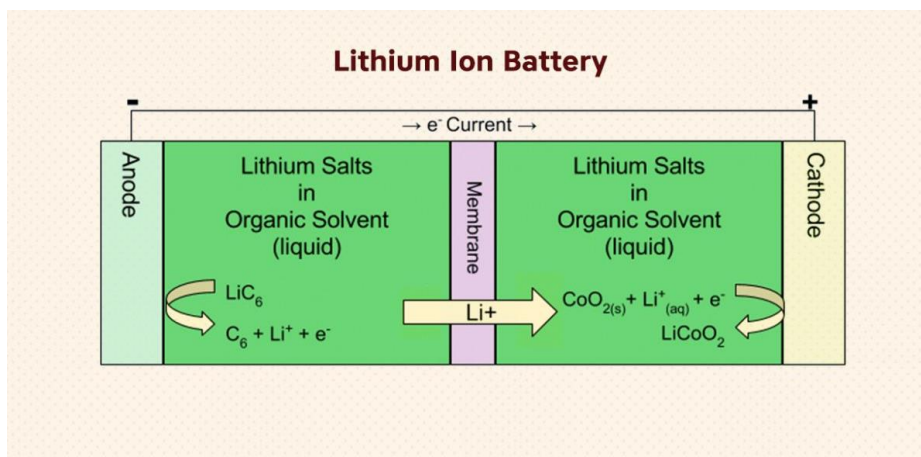


Figure 1: Working principle of a Li-ion cell [7]

2.2 CURRENTLY USED MATERIALS

The latest cathode material is $\text{LiMn}_{0.33}\text{Ni}_{0.33}\text{Co}_{0.33}\text{O}_2$, which was created from $\text{LiNi}_{0.5}\text{Mn}_{0.5}\text{O}_2$ by adding cobalt and therefore improving the stability of the material structure. This compound offers the voltage of approximately 3.8 V and the capacity of 160 mAh/g. However, the use of cobalt might be considered a disadvantage of this compound due to its high price. As far as future is concerned, the electrochemical properties of this material could be enhanced, for instance by coating the electrode with a thin layer of graphite. $\text{LiMn}_{0.33}\text{Ni}_{0.33}\text{Co}_{0.33}\text{O}_2$ undoubtedly has the potential to replace LiCoO_2 , which is the most widely used cathode material nowadays. [4]

Compared to the previous material, LiCoO_2 reaches the voltage of 3.88 V, but at the same time it has lower capacity, approximately 140 mAh/g. Even though its theoretical capacity is 274 mAh/g (nearly double the achievable capacity), the structure of the material may collapse during de-intercalation as the lithium ions are removed from the structure. Further disadvantages of this material are thermal instability at temperatures higher than 180 °C and high price of cobalt. [4]

High price of cobalt is the reason for research into new convenient compounds. For instance, LiFePO_4 with the voltage of approximately 3.4 V and capacity about 170 mAh/g. LiFePO_4 is a perspective material, particularly for its lower cost and nontoxicity. Lithium iron phosphate also exhibits great stability during cycling. Nevertheless, this material has low conductivity at room temperatures. [5]

Another frequently used material is LiMn_2O_4 . As well as LiFePO_4 , LiMn_2O_4 is characterized by low production cost and environmental friendliness. Although it offers higher voltage (4.0 V), its capacity is lower (120 mAh/g) compared to the previous compounds. However, the capacity of this material decreases radically during cycling and also during storage in both charged and discharged state, which is a serious drawback. [4]

The development of new materials focuses on developing materials that would reach the voltage of 5.0 V. High-voltage cathode materials might find its utilization in the field of electromobility.

2.3 HIGH-VOLTAGE MATERIALS

$\text{LiNi}_{0.5}\text{Mn}_{1.5}\text{O}_4$ is one of the high-voltage materials derived from LiMn_2O_4 . The voltage of 4.7 V and high theoretical capacity 148 mAh/g make this material suitable for use in electric vehicles. Energy density of this compound is 20 % higher than that of LiCoO_2 and even 30 % higher than that of LiFePO_4 . [4]

LiCoPO_4 offers voltage of about 4.8 V and high energy density of nearly 800 Wh/kg. However, this value is only theoretical. This material is not used in practice due to its low electric conductivity. Its electrochemical properties could be improved by conductive carbon coating. [4]

As for the future, sulphur seems to be very attractive and promising element. The positive electrode of a Li-S accumulator consists of sulphur and a conductive additive, which is carbon, and the negative electrode is made of metallic lithium. [6] Very high theoretical capacity of 1675 mAh/g makes this system attractive especially for automotive industry. In addition, sulphur is naturally abundant and cheap material. On the other hand, sulphur is an insulant, which results in poor electric conductivity of the material. What is more, sulphur is subject to volume expansion during cycling, which might seriously damage the entire cell. [4][6]

3 CONCLUSION

It seems that not only water is crucial for life today. Electrical energy has become nearly as important as water. Even though the most widely used accumulators employ LiCoO_2 as the cathode material, there are growing efforts in high-voltage materials research. The long-term trend for vehicle electrification enhances the efforts to find a high-voltage, high-capacity accumulator that would be applicable in power electronics and might serve as an option of electrical energy storage. Despite the fact that the systems Li-S are still in the stage of technological development, they belong to the most promising and perspective accumulators. In addition, a new breakthrough has been announced recently by one of the co-inventors of lithium-ion battery, John Goodenough, giving the accumulators a new direction.

REFERENCES

- [1] LINDEN, D. & T. B. REDDY. *Handbook of batteries*. 3rd ed. New York: McGraw-Hill, 2002. ISBN 0-07-135978-8.
- [2] CENEK, M. et al. *Akumulátory od principu k praxi*. Praha: FCC Public, 2003. ISBN 80-86534-03-0.
- [3] SCROSATI, B. History of lithium batteries. *Journal of Solid State Electrochemistry* [online]. 2011, 15(7-8), 1623-1630. DOI: 10.1007/s10008-011-1386-8. ISSN 1432-8488. Available from: <http://link.springer.com/10.1007/s10008-011-1386-8>.
- [4] KAZDA, T. *Modifikace materiálů pro kladné elektrody Lithno-Iontových akumulátorů*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2015. 229 s. Supervised by prof. Ing. Jiří Vondrák, Dr.Sc.
- [5] WHITTINGHAM, M. Lithium Batteries and Cathode Materials. *Chemical Reviews* [online]. 2004, 104, 4271-4301. Available from: <http://pubs.acs.org/doi/abs/10.1021/cr020731c>.
- [6] GU, X., HENCZ, L., & ZHANG, S. Recent Development of Carbonaceous Materials for Lithium-Sulphur Batteries. *Batteries* [online]. 2016 2(4), 33. DOI:10.3390/batteries2040033. Available from: <http://www.mdpi.com/2313-0105/2/4/33/htm>.
- [7] BHAVSAR, N. C. Remarkable New Battery Can Hold Three Times as Much Energy. *Futurism* [online]. 2017. Available from: <https://futurism.com/remarkable-new-battery-can-hold-three-times-as-much-energy/>.

Bakalářské projekty

Zpracování signálů, obrazu a dat

COMPARISON OF VP9 AND H.265 ENCODING STANDARDS

Vítězslav Fendrich

Bachelor Degree Programme (3), FEEC BUT

E-mail: xfendr04@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Ladislav Polák

E-mail: polakl@feec.vutbr.cz

Abstract: This paper deals with a comparison of the latest VP9 and H.265 video compression standards by objective and subjective metrics. For this purpose, four short video sequences in Ultra High Definition (UHD) resolution and with various features are used. Quality of the compressed video sequences is evaluated by well-known objective video quality metrics and results are verified by subjective tests. Results revealed different efficiency of VP9 and H.265 encoders for various video contents.

Keywords: VP9, H.265 (HEVC), PSNR, SSIM, VIFP, UHD, subjective test, MOS

1 ÚVOD

Poptávka po poskytování multimediálních služeb, zejména videa, v různých kvalitách se rapidně zvyšuje. Současné bezdrátové systémy mají své limity (např. šířka pásma), a tak není možné přenášet video ve vysokém, příp. ultra vysokém rozlišení bez patřičné komprese, na kterou jsou kladeny stále vyšší požadavky. Moderní kódovací a dekódovací algoritmy tak musí efektivně redukovat bitový tok videa při zachování požadované kvality obrazu a současně příliš nezatěžovat výpočetní výkon zařízení. Tento příspěvek je zaměřen na porovnání vlastností dvou současně nejmodernějších standardů s označením VP9 a H.265 pro kódování videosekvencí v ultra vysokém rozlišení.

2 SROVNÁNÍ VÝKONNOSTI KÓDOVACÍCH STANDARDŮ VP9 A H.265

2.1 VP9

Kodek s označením VP9 [1] představuje novou generaci video kodeku, vyvíjeného v rámci projektu s označením WebM, jenž funguje pod záštitou společnosti Google Inc. Jde o otevřený (open source) formát, jehož myšlenkou je vybudování otevřené komunity vývojářů. Cílem vývoje kodeku bylo vytvoření efektivního kódovacího standardu pro tzv. streaming videa přes Internet. Kodek je již úspěšně implementován do služby YouTube. Kodek je zaměřen na video ve vysokém rozlišení Full High Definition (HD) 1080p (1920 x 1080) a zejména Ultra HD (4K) (3840 x 2160).

2.2 H.265

High Efficiency Video Coding (HEVC) neboli H.265 [1] je označení pro nejnovější kódovací algoritmus, vyvíjený skupinou Joint Collaborative Team on Video Coding (JCT-VC). Jedná se o nástupce populárního kodeku s označením H.264 a disponuje oproti svému předchůdci až 50% úsporou bitového toku. Jedná se o licencovaný produkt určený pro poskytování multimediálních služeb v různých komunikačních systémech. Tento standard bude využit například pro kódování videa pozemního televizního vysílání DVB-T2 v České republice. Kromě nativní podpory rozlišení Full HD a UHD (4K) podporuje tento standard i rozlišení 8K UHD s rozlišením 8192 x 4320 pixelů.

2.3 HODNOCENÍ KVALITY VIDEA



K porovnání vlastností a výkonnosti kodeků VP9 a H.265 jsou použity objektivní a subjektivní metriky. Všechny použité objektivní metriky jsou plně referenční, porovnávají tedy originální sekvenční s komprimovanou [1]:

PSNR (Peak Signal-to-Noise Ratio) je jednoduchá plně referenční metrika, která vyjadřuje špičkový poměr signálu vůči šumu. Udává se v jednotkách dB.

SSIM (Structural Similarity Index) neboli Index strukturální podobnosti je dokonalejší metrika, která lépe reflektuje vlastnosti lidského oka. Index SSIM nabývá hodnot od -1 do 1.

VIFP (Visual Information Fidelity in Pixel domain) je výpočetně náročná metrika, pracující s modelem lidského zraku HVS (Human Visual System), jenž má za cíl emulovat zpracování obrazového signálu lidským mozkem. Index VIF nabývá hodnot od 0 do 1.

2.4 TESTOVANÉ SEKVENCE A SUBJEKTIVNÍ TESTY

Název	Náhled	Popis
Tall Buildings		Statická scéna s mrakodrapy a dopravou v pozadí
Campfire Party		Dynamická noční scéna s plameny a postavami v pozadí
Fountains		Dynamická denní scéna se stříkající fontánou
Wood		Statická denní scéna v lese se slunečními paprsky

Tabulka 1: Přehled testovaných videosekvencí

Za účelem srovnání účinnosti výše uvedených kodeků byly použity celkem 4 desetivteřinové nekomprimované videosekvence v rozlišení 4K [2]. Tyto sekvence byly zkomprimovány oběma kodeky s nastavením bitových rychlostí: 2, 6, 12, 20 a 40 Mbit/s. Nastavení parametrů jednotlivých kodeků uvádí následující tabulka.

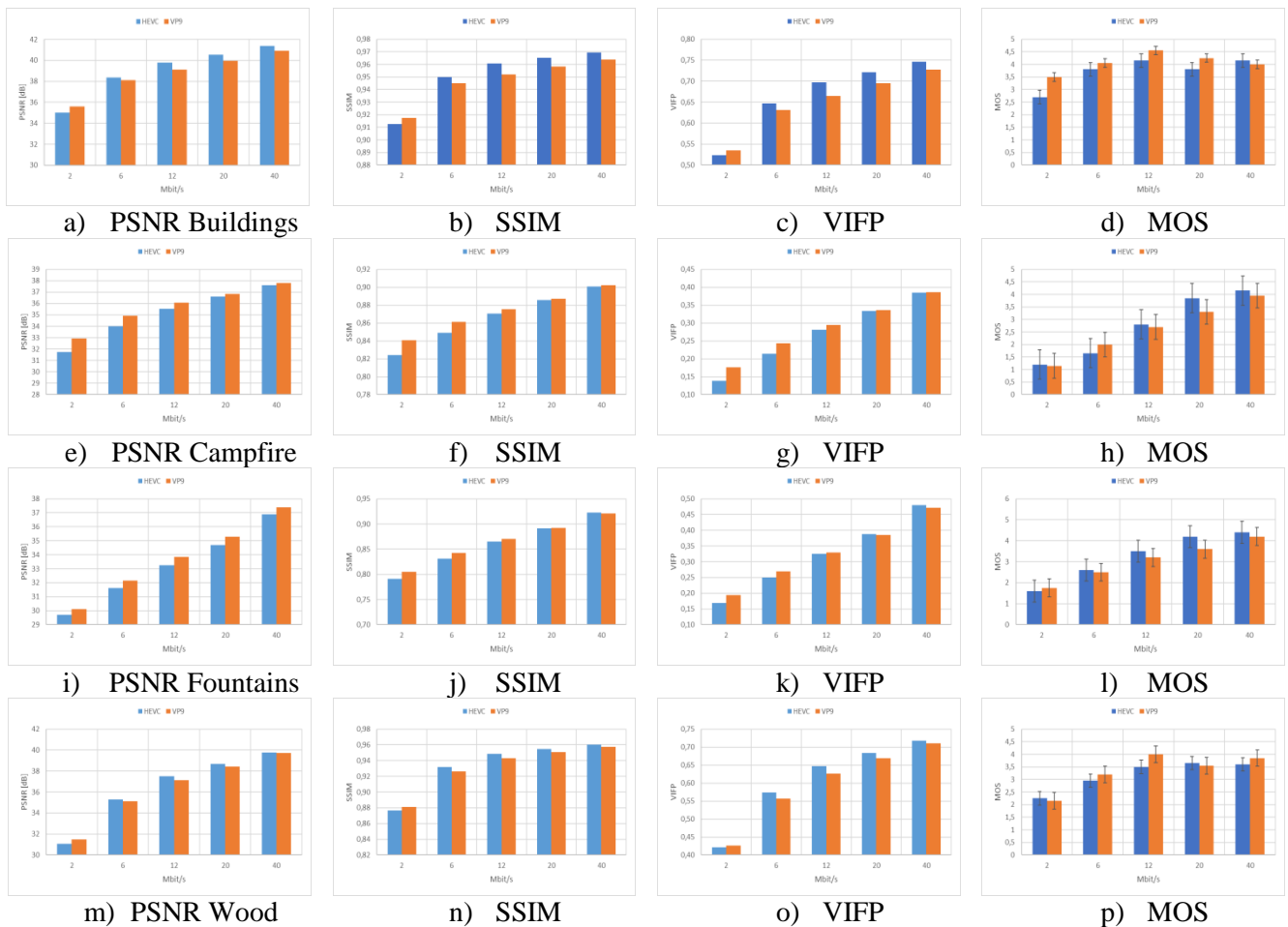
Kodek	Verze	Parametry
H.265	libx265, ver. 1.9	-profile: v main -pix_fmt yuv420p -s 3840x2160 -r 30 -b: v 2M
VP9	libvpx-vp9 v1.5.0	-qmin 0 -qmax 60 -minrate 2M -maxrate 2M

Tabulka 2: Přehled parametrů kodeků

Kvalita komprimovaných sekvencí byla následně porovnána pomocí výše popsaných objektivních metrik. Výsledky z objektivních metrik byly ověřeny také pomocí subjektivních testů, kterých se zúčastnilo 20 respondentů (průměrný věk 28,1). Aby byly pro každého respondenta zajištěny shodné podmínky, subjektivní testy se uskutečnily v laboratoři televizní techniky Ústavu radioelektroniky (UREL), kde bylo vytvořeno pracoviště dle doporučení ITU BT.500-13 [3]. Zobrazovacím zařízením byla TV Samsung UE50JU6900. Každý respondent obdržel dotazník k subjektivnímu hodnocení náhodně přehrávaných sekvencí. Pro testování byla vybraná metoda Absolute Category Rating (ACR), kdy je pozorovateli přehrána krátká videosekvence, po níž následuje pětivteřinová pauza, během které divák subjektivně zhodnotí kvalitu sekvence na stupnici od jedné (nejhorší kvalita) do pěti (nejlepší kvalita). Ze získaných výsledků je následně vypočítán aritmetický průměr Mean Opinion Score (MOS), který byl vyhodnocen s 95% konfidenčním intervalem.

3 ZÁVĚR

Z výsledků (viz. Obrázek 1 od a) po p)) je patrné, že oba zkoumané kodeky pracují s podobnou výkonností, přičemž na nižších bitových tocích mírně lepších výsledků dosahuje kodek VP9. U vyšších bitových toků nejsou rozdíly výrazné, avšak lepších výsledků přeci jen dosahuje kodek H.265.



Obrázek 1: Porovnání výsledků objektivních a subjektivních (d, h, l, p)) metrik.

Výsledky z objektivních metrik reflektují i výsledky subjektivních testů, pouze při vyšších bitových tocích si lze povšimnout lepších výsledků pro H.265. Při použitím rozlišení 4K a použitím vysokém bitovém toku divák lépe hodnotí sekvenci zpracovanou kodekem H.265. Z výsledků je jednoznačně vidět, že výkonnost kodeků VP9 a H.265 závisí nejen na zvolených systémových parametrech ale také na vlastnostech (např. statická vs. dynamická scéna) uvažovaných videosekvencí.

PODĚKOVÁNÍ

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

REFERENCE

- [1] Kufa, J., and et. al. HEVC/H.265 vs. VP9 for Full HD and UHD video: Is there any difference in QoE? In: ELMAR 2016 - International Symposium, Zadar, Croatia, 2016, p. 51-55.
- [2] L. Song, and et. al. The SJTU 4K Video Sequence Dataset. I: the Fifth QoMEX2013 - International Workshop, Klagenfurt, Austria, 2013, p. 34-35.
- [3] ITU-R Recommendation BT.500-13. Methodology for the subjective assessment of the quality of television pictures. Geneva (Switzerland): ITU, Jan. 2012.

CLASSIFICATION OF HEART SOUNDS USING TIME-FREQUENCY ANALYSIS AND IMAGE PROCESSING METHODS

Michal Demjan, Petr Nejedlý

Bachelor Degree Programme (3, 3), FEEC BUT

E-mail: xdemja02@stud.feec.vutbr.cz, xnejed07@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Martin Vitek

E-mail: vitek@feec.vutbr.cz

Abstract: This paper describes the algorithm for detection of heart sounds from phonocardiogram record (PCG) using time-frequency analysis and image processing technique. Presented algorithm extracts time-frequency features using continuous wavelet transform (CWT) and subsequently applies image processing methods such as morphological operations and connected components labeling on hearth sounds segment S1-S2. Furthermore, the segmented PCG signal undergoes correction procedure, which uses the Smith-Waterman local alignment algorithm to correctly predict heart sound sequence.

Keywords: PCG, Hearth sounds, time-frequency analysis, continuous wavelet transform, Smith-Waterman alignment

1 INTRODUCTION

Heart sounds are acoustic waves in the frequency range from 30 to 500 Hz originating from striking of blood flow to the wall of the heart or by opening and closing of heart valves. Resulting vibrations are transferred to the surface of the thorax, where are captured by phonocardiograph. The first heart sound (S1) occurs at the beginning of systole due to the closure of atrioventricular valves. The second heart sound (S2) originates from the end of systolic phase while the semilunar valves are closing [2].

Classification of S1-S2 heart sounds might be tough task while processing noisy or pathologic PCG records (Fig 1a). In general, PCG might be contaminated by several types of distortion. For example, movement of phonocardiograph on the surface of the patient body causes high amplitude friction spikes, which distort detection algorithms. Moreover, a morphological variety of signals depends on patient body structure and health condition.

The aim of this work is the development of an algorithm for detection and classification of S1-S2 heart sounds from PCG signals. All PCG records for this work were taken from the PhysioNet/Computing in Cardiology Challenge 2016 [1].

2 DETECTION ALGORITHM

Presented method involves time-frequency analysis for localization of heart sounds. For the purpose of heart sounds localization is used continuous wavelet transform (decomposition on 32 scales with empirically chosen wavelet bior3.9) resulting in a scalogram (Fig 1b). Furthermore, the envelope is extracted by taking absolute value from the scales after Hilbert transform, which improves localization of heart sounds. Subsequently, scalogram is converted to the binary image, by empirically chosen threshold, and binary image morphological operations like line dilatation (in both time and scale domain) are used to highlight segments with line shape. Furthermore, connected components are found and each connected component which has certain area is marked as a

potential heart sound and processed for further analysis. Filtering of the small connected components is a necessary step for suppression of negligible segments which have high amplitude (e.g. spike distortion) in an original image.

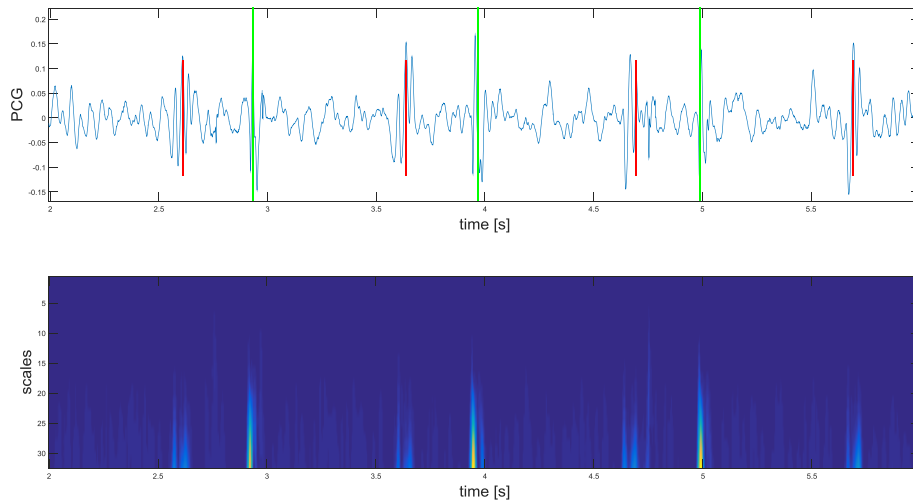


Figure 1: (a) Example of original PCG signal, (b) Wavelet decomposition on 32 scales with empirically chosen wavelet bior3.9, small red lines labels S1 and higher green lines labels S2

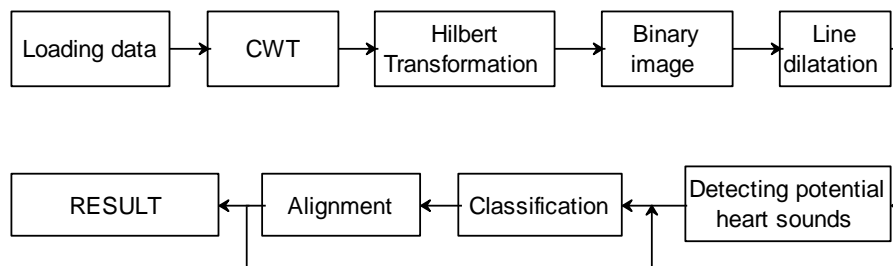


Figure 2: Block diagram of detection and classification process

3 S1-S2 CLASSIFICATION TECHNIQUE

The classification technique is an iterative process, which improves the actual sequence of heart sounds by local alignment scoring. In each iteration alignment is made for different delays between the hearth sounds. Predicted heart sounds are locally aligned to general S1-S2-S1-S2 sequence, which we would like to obtain at the end of the classification process. For example, if the sequence HH is detected (S2-S2), the algorithm automatically scans for a local maximum (S1), which is located between those detections. By localization of new heart sound, local alignment score is improved and algorithm continues until score remains same or increases, which is time to stop the iteration process. Smith-Waterman algorithm is described in [3].

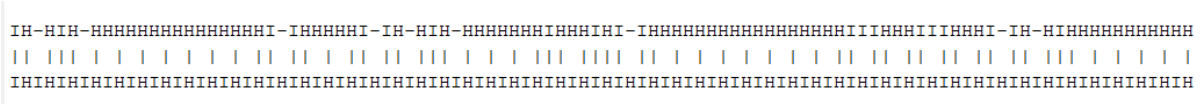


Figure 3: The Graph shows the result of sequences aligned using the Smith-Waterman algorithm before application of correction factors, I tag S1 and H tag S2 heart sounds

4 RESULTS

Detected and classified heart sounds were compared with annotated 449 records (normal and pathologic) from database. Sensitivity and positive predictive value were estimated for each record separately. The overall results are in the table (Tab 1), where average value and standard deviation are given.

Overall results	Average		Standard deviation	
	S1	S2	S1	S2
Sensitivity	0.81	0.71	0.18	0.22
Positive prediction value	0.78	0.81	0.23	0.22

Table 1: Overall results of heart sounds detection and classification

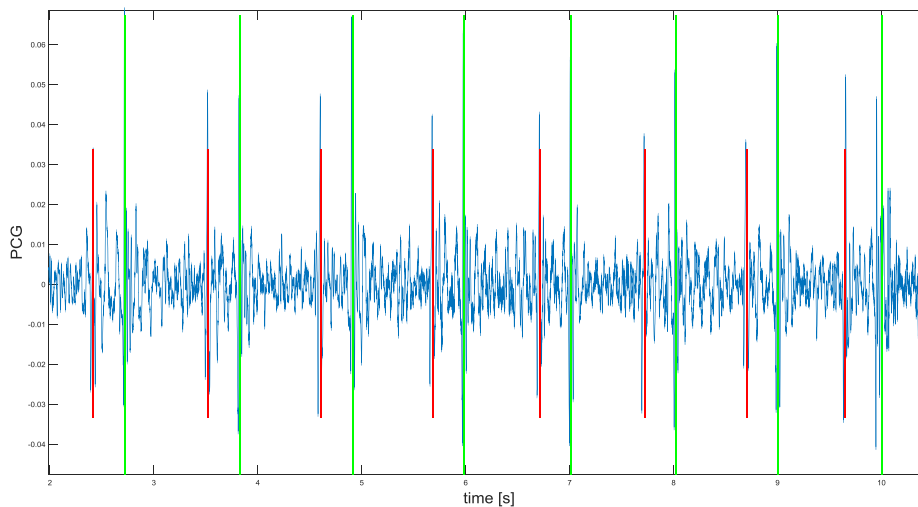


Figure 4: The graph shows heart sounds classification results, small red lines labels S1 and higher green lines labels S2

5 CONCLUSION

We have developed heart sound detection algorithm based on continuous wavelet transform, Hilbert transform and image processing methods. Moreover, S1-S2 classification technique based on Smith-Waterman local alignment and iterative corrections has been proposed. The algorithm achieved promising results with average sensitivity 0.76 and average positive predictive value 0.79. Proposed results are comparable to standard methods, however complex machine learning techniques and hidden Markov models achieve *SE* and *PPV* up to 0.95.

REFERENCES

- [1] Classification of Normal/Abnormal Heart Sound Recordings: the PhysioNet/Computing in Cardiology Challenge 2016 [online]. In: . [cit. 2017-26-02]. Dostupné z: <https://physionet.org/challenge/2016/>
- [2] KITTNAR, Otomar. Lékařská fyziologie. Praha: Grada, 2011. ISBN 9788024730684.
- [3] Smith, Temple F. & Waterman, Michael S. (1981). "Identification of Common Molecular Subsequences". *Journal of Molecular Biology*. 147: 195–197. doi:10.1016/0022-2836(81)90087-5. PMID 7265238.

IMAGE SEGMENTATION ON CPU/GPU

Tomáš Bravenec

Bachelor Degree Programme (3), FEEC BUT

E-mail: xbrave01@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Tomáš Frýza

E-mail: fryza@feec.vutbr.cz

Abstract: This article is focused on using graphical processing units for parallel data processing, specifically on image processing. Main focus of this thesis is determining time difference in image processing using graphical processing unit and classic approach on processor. Another focus is accessing webcam and processing of captured frames.

Keywords: image segmentation, parallel processing, GPU, NVIDIA, CUDA, image capture

1 ÚVOD

Článek se zabývá vytvořením aplikace pro segmentaci obrazu v programovacím jazyce C++ s využitím masivního paralelismu dostupného pomocí moderních grafických karet společnosti NVIDIA. Jelikož nároky na výpočetní výkon při zpracování obrazu narůstají exponenciálně s rostoucím rozlišením obrazu, roste stejně tak i doba nutná pro zpracování. Pro získání většího výpočetního výkonu lze využít výkonu grafických procesorů. K tomuto účelu existují dvě technologie, NVIDIA CUDA dostupná pouze na grafických kartách stejného výrobce a OpenCL dostupná na většině moderních grafických procesorů. Cílem aplikace je určit časový rozdíl v rychlosti zpracování pomocí běžného procesoru a dostupné grafické karty.

2 POPIS VYTVOŘENÉ APLIKACE

V rámci práce byly vytvořeny dvě aplikace pro segmentaci obrazu pomocí grafických karet. Jedna z těchto aplikací byla vytvořena pouze pro operační systémy Microsoft Windows Vista a novější, druhá aplikace je multiplatformní, má ovšem omezenou funkčnost proti aplikaci pro Windows.

Obě aplikace jsou vytvořeny ve vývojovém prostředí Microsoft Visual Studio. Aplikace pro Windows byla vytvořena pomocí a disponuje grafickým rozhraním (**Chyba! Nenalezen zdroj odkazů.**) a je schopná zpracovávat obraz pomocí procesoru i grafické karty, může načítat obraz ve formátu JPG, PNG a BMP nebo z připojené kamery. Naopak multiplatformní verze je konzolová aplikace a může zpracovávat obraz pouze pomocí grafických karet a obraz lze načíst jen z uloženého souboru ve stejných formátech jako ve verzi pro Windows. Obě aplikace využívají pro zpracování pomocí grafické karty technologii CUDA od společnosti NVIDIA a nelze je tudíž použít na grafických procesorech AMD a Intel.

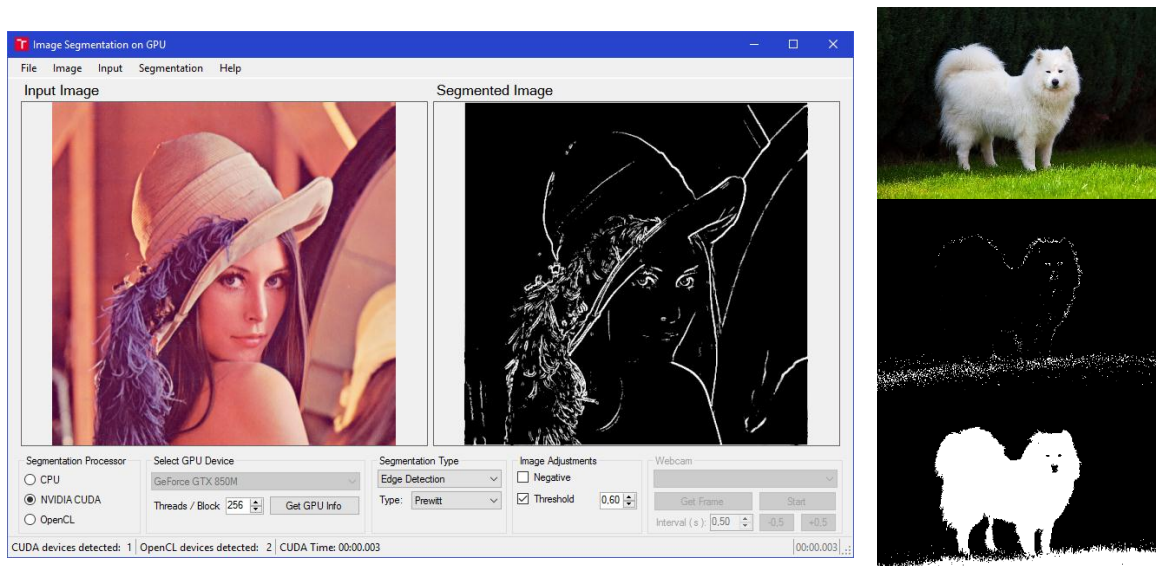
V současné verzi mají aplikace implementovány tyto metody zpracování obrazu:

- Metoda prahování ve třech provedeních
- Hranová detekce s třemi různými filtry

Spolu s těmito metodami aplikace provádějí měření doby zpracování a jsou schopné provést následnou úpravu hranové detekce prahováním pro odstranění většiny falešných hran a dosažení lepšího výsledku. U výsledného obrazu lze následně provést inverzi barev.

V budoucích verzích aplikace budou implementovány další segmentační metody jejichž algoritmus lze přepsat pro běh na grafických kartách, jednou z těchto metod je například shlukování k-means.

Pro objektivní srovnání výsledného času zpracování je pro zpracování pomocí běžného procesoru implementována technologie OpenMP pro paralelizaci zpracování pomocí více jader, což znamená využití plného potenciálu procesoru.



Obrázek 1: a) Uživatelské rozhraní aplikace pro operační systém Windows, b) vstupní obraz a zpracované výstupní obrazy hranovou detekcí a prahováním

2.1 METODA PRAHOVÁNÍ

Metoda prahování patří k nejsnazším metodám segmentace obrazu jak principem metody, tak z hlediska implementace algoritmu. Výstupem metody je binární obraz určující popředí a pozadí podle jasové složky obrazu. Při využití více prahového prahování je výstupem obraz v odstínech šedi. Metoda je vhodná převážně pro obrazy s vysokým kontrastem.

Podstatou metody je změnit jasovou hodnotu v obrazu, pokud je hodnota jasu pixelu nižší než daný práh, pixel je nahrazen černou barvou, a naopak pokud je vyšší než práh, pixel bude nahrazen barvou bílou. Při využití více prahového prahování se pro pixely spadající mezi dva prahy zbarví do šedé barvy. Hlavním problémem metody je výběr vhodného prahu, v případě výběru nevhodného prahu totiž může dojít k nerozeznatelnosti objektů na výstupním obrazu. Nejvhodnější obrazy pro metodu prahování jsou obrazy s vysokým kontrastem. [1]

2.2 HRANOVÁ DETEKCE

Hranová detekce má za úkol nalézt ve zpracovávaném obraze velké rozdíly v jasu, které značí hranu objektu nebo barvy. Existuje mnoho přístupů k detekci hran, nejsnadnějším je ale přístup pomocí derivací, kdy v případě první derivace se jedná o lokální extrém, nebo druhé derivace, kdy se jedná o průchod nulou. Tyto derivace lze aproximovat pomocí několika lokálních operátorů jako operátoru Sobelova, Prewittové a Kirschova. Po filtraci obrazu těmito operátory je následně nutné obraz prahovat pro odstranění falešných hran a šumu. [1]

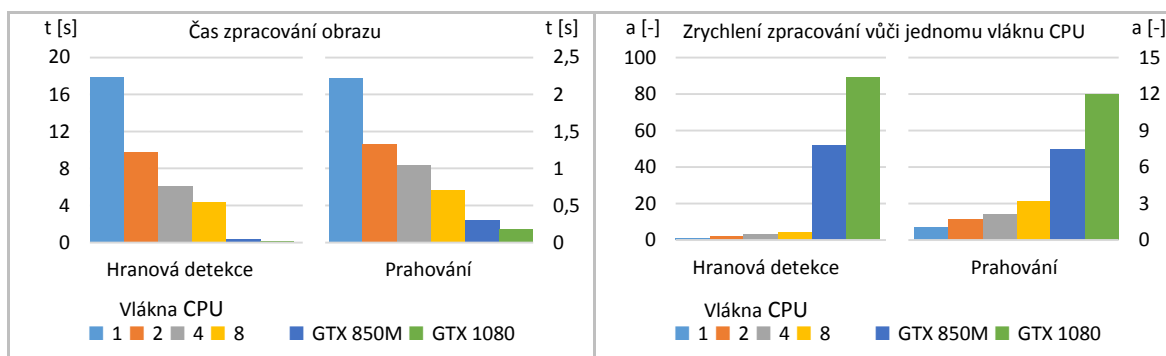
3 VYHODNOCENÍ

Aplikace byla testována na procesoru Intel Core i7 4700HQ se čtyřmi jádry (osmi vlákny) taktovanými na 3,4 GHz a grafických kartách NVIDIA GeForce GTX 850M obsahující 640 jader CUDA taktovaných na 0,9 GHz a NVIDIA GeForce GTX 1080 s 2560 CUDA jádry taktovanými na 1,86 GHz. Parametry obrazu a časy zpracování jsou v tabulce (Tabulka 1).

Metoda	Šířka	Výška	Počet pixelů	Intel Core i7 4700HQ				NVIDIA GeForce GTX 850M	NVIDIA GeForce GTX 1080
				Počet vláken CPU					
				1	2	4	8		
P	P	MP	t [s]	t [s]	t [s]	t [s]	t [s]	t [s]	
Hranová detekce	9402	6268	58,9	17,859	9,822	6,122	4,37	0,343	0,201
Prahování	9402	6268	58,9	2,219	1,336	1,042	0,707	0,299	0,186

Tabulka 1: Časy zpracování testovaného obrazu pro CPU a GPU

Naměřená data z tabulky jsou vyneseny do grafu (Obrázek 2a), jelikož jsou časy grafických karet v grafu pod hranicí rozeznatelnosti, na druhém grafu (Obrázek 2b) je zobrazeno relativní zrychlení zpracování vůči času jednoho jádra procesoru, v tomto případě lze těžko rozeznat zrychlení využití více vláken procesoru.



Obrázek 2: a) Graf časů zpracování, b) Graf zrychlení zpracování vůči jednomu vláknu CPU

Z grafu času zpracování hranové detekce lze vyčíst, že využití více vláken procesoru způsobí znatelné zrychlení zpracování, toto zrychlení ale ani zdaleka nedosahuje takových výsledků jako použití grafických karet, jejichž časy jsou z grafu nerozeznatelné. Naopak z grafu zrychlení je vidět jejich drtivá převaha nad procesorem. V případě metody prahování není rozdíl v rychlosti procesoru a grafických karet tak vysoký, to je ale způsobeno nižší náročností metody na výpočetní výkon oproti hranové detekci, i tak je ale urychlení zpracování citelné.

4 ZÁVĚR

Výsledky každé z implementovaných metod ve vytvořené aplikaci silně závisí na vlastnostech obrazu. Pro hranovou detekci i prahování existují vhodné i nevhodné obrazy, čímž je ovlivněn výsledek metod. Vhodně zvolený obraz s dobře zvolenými parametry pro danou metodu, má za důsledek kvalitní výstupní obraz obsahující buď nalezené hrany nebo objekty.

Z pohledu rychlosti zpracování je výsledek jednoznačný. Procesor s vyšším taktem, ale zato nižším počtem jader byl v každém případě pomalejší než grafická karta. Z toho vyplývá jasný výsledek, je-li implementovaná metoda správně napsána pro využívání grafických karet jako koprocesorů dojde téměř v každém případě k razantnímu urychlení běhu aplikace a úplně nezáleží na výkonové kategorii grafické karty, i mobilní grafické karty poskytnou výrazně lepší výsledky než procesory.

REFERENCE

- [1] Walek, P., Lamoš, M., Jan, J.: Analýza biomedicínských obrazů: Počítačová cvičení. Vysoké učení technické v Brně, 2013. ISBN 978-80-214-4792-9

DETECTION OF TRUE COMPLETE LEFT BUNDLE BRANCH BLOCK

Kamila Chocholáčová

Bachelor Degree Programme (3), FEEC BUT

E-mail: xchoch06@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Radovan Smíšek

E-mail: xsmise00@stud.feec.vutbr.cz

Abstract: The goal of this work is to design an algorithm for automatic detection of Strauss criteria in order to diagnose complete left bundle branch block and to create a database of QRS complexes to test the algorithm. Conventional criteria are incorrect in two thirds of all cases. That is the reason why Strauss criteria, which are more precise, were created. The program will be directed by those criteria.

Keywords: ECG, LBBB, LBBB detection, Strauss criteria

1 ÚVOD

V posledních letech došlo v oboru elektrokardiografie k značnému pokroku v automatické detekci arytmií. Automatizace detekce arytmií značně urychluje práci popisujících lékařů a zpřesňuje diagnózu. Cílem této práce je vytvořit program, který bude automaticky detekovat úplnou blokádu levého Tawarova raménka (LBBB). Tento algoritmus se bude řídit Straussovými kritérii. Konvenční kritéria pro detekci LBBB se prokázala jako nedostatečná, proto je Straussova kritéria zpřesňují. Nyní se testuje souvislost mezi LBBB a účinností resynchronizační terapie. Tato terapie se používá u některých nemocných s dlouhodobými projevy srdečního selhávání. Podle studií může být léčba jen u pacientů, kteří mají LBBB, plně účinná, proto je velmi důležitá automatická detekce LBBB podle moderních Straussových kritérií.

2 BLOKÁDA LEVÉHO TAWAROVA RAMÉNKA

Při blokádě levého Tawarova raménka je narušené vedení přes levé Tawarovo raménko, proto se levá komora aktivuje později, až po přímém prostupu depolarizační vlny z pravé komory. Iniciální fáze komorové depolarizace probíhá opačně než fyziologicky zprava doleva. Depolarizace levé komory se projeví jako menší či větší zářez v komplexu QRS. Vektor QRS potom probíhá ve směru zpomalené depolarizace na levou komoru, čemuž odpovídá horizontální poloha elektrické osy se širokým, rozštěpeným nebo vroubkovaným R. LBBB je nejlépe diagnostikovatelná ve svodu V6, kde vzniká obraz „M“. [1]

Pro diagnostiku LBBB z EKG bylo navrženo několik kritérií. Běžně uznávaná jsou tzv. konvenční kritéria. Pro jejich vysokou chybovost jsou hledána jiná kritéria např. Straussova, kterými se zabývá tato práce.

2.1 STRAUSSOVA KRITÉRIA

LBBB je dle Straussových kritérií diagnostikováno u pacientů, jejichž EKG splňuje následující podmínky: [2]

- Mid-notched nebo slurred QRS se nachází alespoň ve dvou svodech z I, aVL, V1, V2, V5 a V6. Mid-notch je zářez nacházející se uvnitř komplexu QRS. Slurr je prudká změna sklonu náběžné nebo klesající hrany komplexu QRS. Přesná definice mid-notch a slur není v odborné

literatuře stanovená.

- Komplex QRS má ve svodu V1 a V2 tvar QS nebo rS.
- Podle konvenčních kritérií trvá QRS komplex více jak 120 ms. Tento údaj se podle Straussových kritérií upřesnil. Pro muže má být delší než 140 ms a u žen více než 130 ms. U mužů je tento práh větší, protože muži mají větší srdce a tím i delší dobu depolarizace. Při normálním vedení má QRS délku $92,7 \pm 9,3$ ms pro muže a $87,1 \pm 8,7$ ms pro ženy.
- Notch musí být detekován od 40 ms začátku komplexu QRS do $\frac{3}{4}$ signálu.

3 NAVRŽENÝ DETEKČNÍ ALGORITMUS

Pro testování algoritmu byla vytvořena databáze 100 záznamů. Vzorkovací frekvence je 250 Hz. Výsledkem předzpracování je jeden reprezentativní komplex QRS pro každý z dvanácti svodů. Ten byl vytvořen zprůměrováním všech komplexů QRS v daném svodu. Byly vynechány morfologicky jiné komplexy (např. zašuměné úseky, komorové extrasystoly apod.). Pro zprůměrování bylo použito přibližně 900 komplexů QRS. Toto zprůměrování mohlo mít negativní vliv v případě nepřesné detekce kmitu R, kdy v případě notch mohl být jednou detekován první zářez, podruhé druhý zářez a průměrované komplexy QRS tak nebyly správně zarovnané.

Prvním krokem detekčního algoritmu je rozměření komplexu QRS, které bylo uděláno veřejně dostupným algoritmem ecgpuwave [3]. Poté algoritmus změří délku trvání komplexu QRS. Pokud je kratší než 130 ms (není známo pohlaví testované osoby), tak dále neprovádí žádnou detekci, automaticky není přítomna LBBB. Dále zjišťují tvar komplexu QRS ve svodu V1 a V2. Pokud je absolutní hodnota minima signálu větší než maximum, znamená to, že S kmit je větší než R kmit a podmínka je tak splněna. Navazující detekční algoritmus funguje na principu detekce míst, kde se mění polarita. Načtený signál je zkrácen o 20 ms na začátku i na konci, protože některé komplexy QRS nejsou přesně detekovány a je brán i větší úsek před začátkem a po konci QRS komplexu. Tento signál se převede do vektoru a následně se použije příkaz „diff“, který spočítá rozdíl mezi sousedními hodnotami. Signál je nutné rozdělit podle nulové izolinie, aby byl detekován notch pouze v kladném nebo záporném segmentu. Pro detekci notch jsou důležitá místa, kde se mění polarita, tato změna musí nastat od 40 ms do $\frac{3}{4}$ signálu. Detekce je provedena pouze v tomto časovém rozhraní. Je vytvořen jednoduchý bodový systém. Místa, kde se mění polarita, se označí dvojkou a ostatní nulou. Když algoritmus detekuje dvojkou, která je z obou stran ohraničena nulou, označí ji trojkou. Poté se ještě odstraní zářezy ve tvaru pily – pokud algoritmus detekoval více dvojek vedle sebe, pouze jednu označí trojkou, aby se předešlo falešnému detekování notch. Trojky (změny polarity) vykreslí program jako červená kolečka a dvojky (smazané body změny polarity) vykreslí jako zelená kolečka (viz. **Obrázek 1**). Pokud se v jednom segmentu najdou alespoň dva body změny polarity, jedná se o notch. Některé komplexy QRS mají více změn polarity, avšak změny jsou pouze krátkodobé a malé, takže to odborníci jako notch neoznačují (viz. **Obrázek 2**). Tento jev je příčinou vysokého počtu falešně pozitivních detekcí (viz tabulka 1).

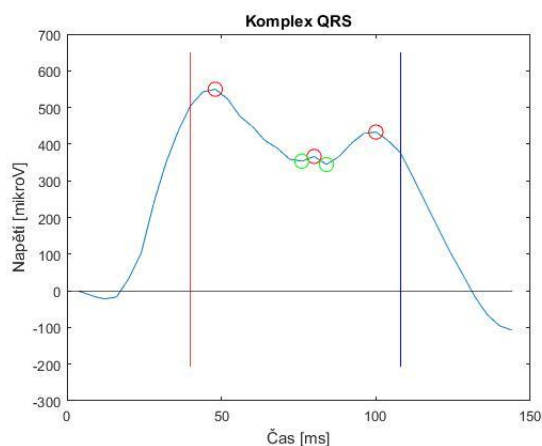
4 VYHODNOCENÍ ÚSPĚŠNOSTI DETEKCE

Pro možnost testování navrženého algoritmu bylo oklasifikováno 100 signálů, u každého je uveden tvar komplexu QRS ve svodu V1 a V2 a zda je ve svodu I, AVL, V1, V2, V5 a V6 přítomen notch nebo slur. Tato tabulka byla vytvořena autorkou práce, která má zkušenosti s vyhodnocováním EKG v klinické praxi.

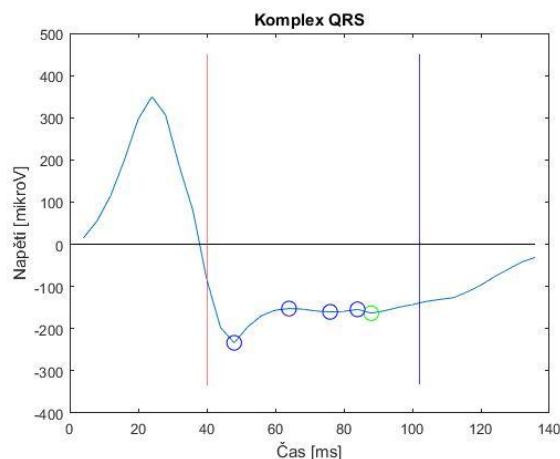
Ze 100 testovaných signálů 44 splnilo délku alespoň 130 ms. Z toho 33 splnilo tvar Qs nebo rS ve svodu V1 i V2. Nejčastěji se změny tvaru QRS projeví ve svodu AVL. Algoritmus jsem testovala pro více svodů. Ze 100 vybraných signálů mělo být detekováno 27x mid-notch. Během testování jsem dosáhla úspěšnosti 74 % správně zařazených QRS komplexů. Byly vypočítány základní statistické údaje pro zhodnocení detekčního algoritmu – TP (je to notch a byl detekován) bylo 25, TN

(není to notch a nebyl detekován) 54, FP (není notch, ale byl detekován) 19 a FN (je notch, ale nebyl detekován) 2 (viz. **Chyba! Nenalezen zdroj odkazů.**).

Senzitivita neboli citlivost ($TP/(TP+FN)$) tohoto algoritmu je 0,93. Specificita neboli schopnost detektoru přesně označit vzorky, u nichž notch není ($TN/(TN+FP)$) je 0,74. Nízká specificita může být způsobena tím, že lidské oko drobné změny polarity neregistruje. Algoritmus by měl být optimalizován měřením šířky a hloubky notch. Doposud jediný algoritmus pro detekci Straussových kritérií [3] má senzitivitu 0,85 a specificitu 0,97. Algoritmus navržený v této práci dosahuje tedy lepší senzitivity, ale vzhledem k výše uvedeným nedostatkům je horší specificita.



Obrázek 1: Komplex QRS s nadetekovaným notch v kladném segmentu; počátek detekce (červená čára), konec detekce (modrá čára), nulová izolinie (černá čára), detekovaná změna extrémů (červená kolečka), smazané změny extrémů (zelená kolečka)



Obrázek 2: Komplex QRS s falešně nadetekovaným notch v záporném segmentu.

	Přítomen notch	Není notch
Detekován notch	25	19
Nedetekován notch	2	54

Tabulka 1: Úspěšnost algoritmu

5 ZÁVĚR

Cílem práce je vytvoření algoritmu pro automatickou detekci blokády levého Tawarova raménka. Nyní algoritmus detekuje mid-notch vysoké senzitivity, ale nízké specificity. Algoritmus by měl být doplněn o změření hloubky a šířky notch.

REFERENCE

- [1] EKG do vrečka. Martin: Osveta, 2010. ISBN 978-80-8063-178-9.
- [2] STRAUSS, David, Ronald SELVESTER a Galen WAGNER. Defining Left Bundle Branch Block in the Era of Cardiac Resynchronization Therapy. American Journal of Cardiology [online]. 2011, 107(6), 927-934.
- [3] Pan J and Tompkins WJ. A Real-Time QRS Detection Algorithm. IEEE Transactions on Biomedical Engineering 32(3):230-236, 1985.
- [4] XIA, Xiaojuan et al. Automatic Diagnosis of Strict Left Bundle Branch Block from Standard 12-lead Electrocardiogram. In: Computing in Cardiology Conference [online]. Nice, 2015, s. 665-668.

REAL-TIME ESTIMATION OF ECG SIGNAL QUALITY

Andrea Beháňová

Bachelor Degree Programme (3.), FEEC BUT

E-mail: xbehan00@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Martin Vítek

E-mail: vitek@feec.vutbr.cz

Abstract: In this study, we focus on the estimation of ECG signal quality. It consists of two parts, first includes generating artificial ECG, artificial myopotentials, implementation of Adaptive Wavelet Wiener Filter and continuous calculation of the Signal-to-Noise Ratio (SNR). The second part includes segmentation process, which sorts parts of ECG signal into three categories: suitable for full wave analysis, good for QRS detection and unsuitable for further processing

Keywords: ECG signal, noise estimation, ECG quality, Adaptive Wavelet Wiener Filter, ECG segmentation

1 INTRODUCTION

Nowdays, cardiovascular diseases are very serious. Electrocardiography (ECG) is a basic examining method used in cardiology. Heart activity is captured and visualised by electrocardiogram (ECG). The ECG can reveal the full spectrum of heart defects. Problems, we can run into while analysing ECG signal is presence of a noise. This is why we deal with the estimation of ECG signal quality in this study. There are various approaches for the quality estimation: methods based on statistical functions (Std, Skewness, Kurtosis) [1], the method based on the Independent Components Analysis (ICA) [2], or methods based on filtering [3]. Our method is based on the signal filtering, continuous calculation of the Signal-to-Noise Ratio (SNR) and segmentation of ECG signals into three quality categories (Q1, Q2, Q3).

2 DESIGNED METHOD

Determination of the quality of ECG signal consists of using Adaptive Wavelet Wiener Filter (AWWF) to remove myopotential noise, followed by the estimation of the SNR. In pursuance of the SNR values and determined decision rules, such as length of the quality section, we set the signal quality.

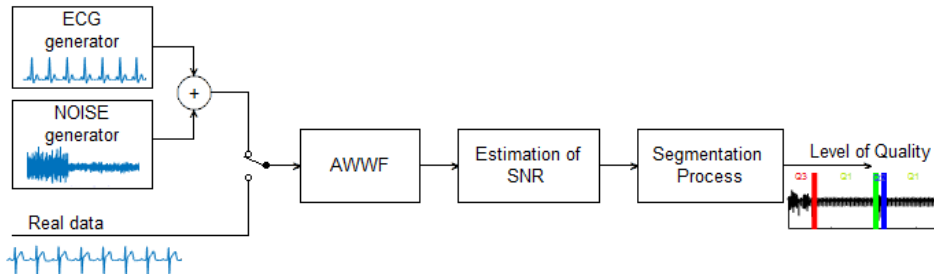


Figure 1: Block diagram of the real-time estimation of ECG signal quality

The algorithm was implemented in Matlab R2014a programming environment. Our method was tested on artificial ECG signal (block ECG generator) with added artificial noise (block Noise generator), see Fig. 1. The noise generator is set on the known level of myopotential noise.

2.1 ADAPTIVE WAVELET WIENER FILTER AND ESTIMATION OF SNR

We applied Adaptive Wavelet Wiener Filter (block AWWF in Fig. 1) on artificial ECG signal. This block consists of two wavelet transformations, a block for modification of wavelet coefficients using adaptive threshold and Wiener filter, that corrects the wavelet coefficients using a correction factor. Subtracting the filtered signal from the original signal, we get the noise. Once we have noise component and clear ECG signal we can calculate the continuous SNR signal, according to the formula:

$$SNR = 10 \log_{10} \frac{\sum_{n=0}^{N-1} [s(n) - s']^2}{\sum_{n=0}^{N-1} w(n)^2} [dB], \quad (1)$$

when s is the clear ECG signal, s' is its mean value and w is noise component. In Fig. 2 a), we can see comparison of required SNR curve (green) and our estimation (black). Fig. 2 b) and c) shows results for real data, when the noise in signal from real data (b) increases, the SNR value (c) decreases.

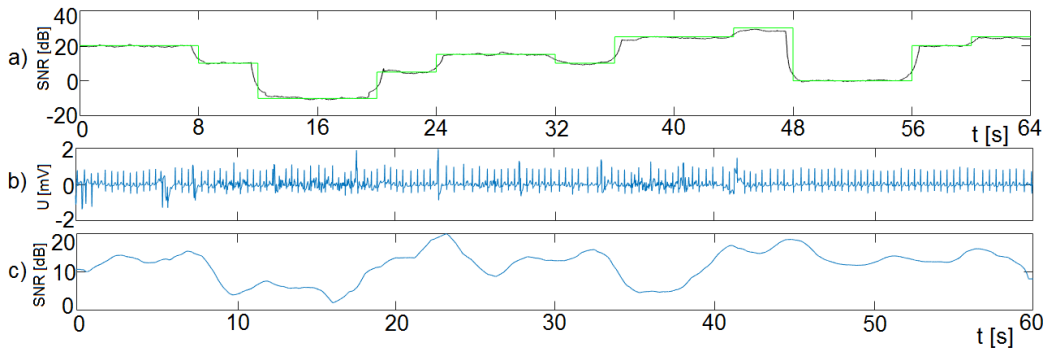


Figure 2: a) Comparison of required SNR curve (green) and our estimation (black), b) Signal from real data, c) Estimation of SNR from real data.

2.2 SEGMENTATION PROCESS

The process of segmentation is based on processing of the continuous estimation of the SNR. The segmentation is performed in real-time. Signal is divided into three categories: Q1, Q2 and Q3.

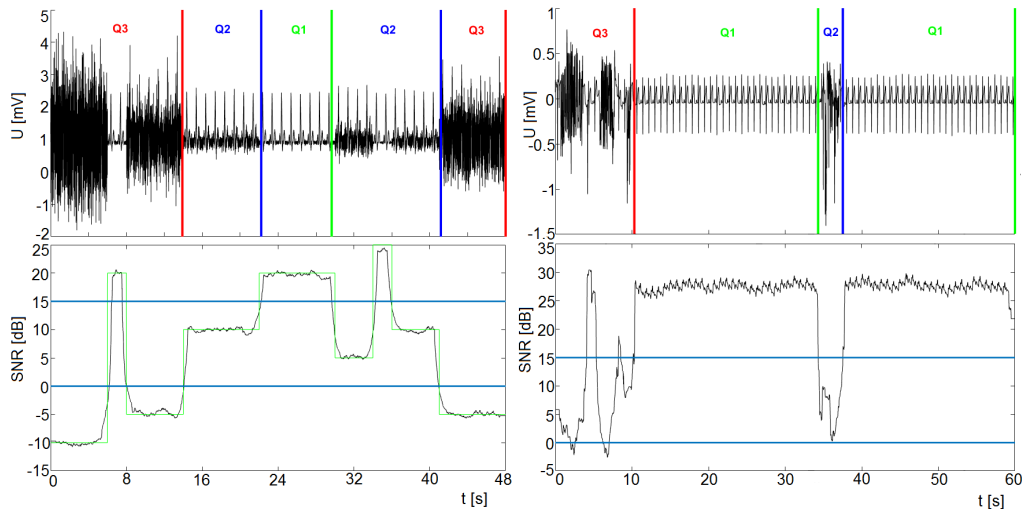


Figure 3: Left top: Artificial ECG signal with detected segments borders (vertical lines). Left bottom: Continuous SNR curve estimation (black), required SNR curve (green) and thresholds values (blue). Right top: Real ECG signal with detected segments borders (vertical lines). Right bottom: Continuous SNR curve estimation (black) and thresholds values (blue).

Category Q1 represents the highest quality. These parts of ECG signals are suitable for full wave analysis. Category Q2 contains moderate level of noise, from which we can correctly detect QRS waves but no P and T waves. Parts of ECG signals with high level of noise are put in the Q3 category. These parts are not suitable for any reliable analysis. The example of segmentation process is shown in Fig. 3. The boundary between Q1 and Q2 was set to 15 dB, and between Q2 and Q3 to 0 dB. The boundaries were experimentally estimated in order to maximize the abilities of detectors to detect P, QRS and T waves.

We also take into account the length of the segments. If a short signal of higher quality (Q1/Q2) is found in the middle of a very noisy signal (Q3), the short signal part has no information value, and we classify it in the Q3 category. Further, if in the Q2 category is a short high-quality (Q1) signal, this short signal part is not suitable for full wave analysis and we classify it in the Q2 category – reliable calculation of the heart rate only. Threshold, which defines whether it is a short signal or not, was experimentally set to 3 seconds. If a short noisy part is in a good quality signal then this short part will be classified as Q3 category – unsuitable for further processing.

3 RESULTS AND DISCUSSION

The proposed algorithm was tested on 10 artificial ECG signals and 10 ECG signals from real dataset obtained from Department of Biomedical Engineering - Brno University of Technology. Quality of segments in real dataset were determined by human expert. Table 1 shows overall averaged results acquired from all examined signals. In Table 1 we can see, that the values of Sensitivity and Positive predictivity to detect the segments reaches 100 %. Based on the results we assume, that our algorithm is able to detect all segments in ECG signals. In the columns Mean Value and Standard Deviation, we can see deviations from the real borders of the segments. Deviations are very low and thus, we can declare our segmentation algorithm not just robust, but also accurate.

Table 1: The experimental results of segmentation

ECG signal	Mean Value [s]	Standard deviation [s]	Sensitivity [%]	Positive predictivity [%]
Artificial	0.32	0.2	100	100
Real dataset	0.53	0.32	100	100

4 CONCLUSION

This article deals with the real-time estimation of the ECG signal quality. The algorithm is based on the signal filtering using Adaptive Wavelet Wiener Filter, followed by the continuous estimate of SNR. We divide the quality of the ECG signal into three categories: Q1, Q2 and Q3 by SNR values. The proposed method was evaluated on both artificial and real signals. The achieved experimental results proved reliability and accuracy of our segmentation method.

REFERENCES

- [1] GHOLINEZHADASNEFESTANI, Shima, et al. Assessment of quality of ECG for accurate estimation of Heart Rate Variability in newborns. 2015 37th Annual International Conference of the IEEE EMBC, 2015, 5863-5866. ISSN 0018-9294.
- [2] BARHATTE, Alka S., et al. Noise analysis of ECG signal using fast ICA. 2016 Conference on Advances in Signal Processing (CASP). IEEE, 2016, 118-122. ISSN 0018-9294.
- [3] ALESANCO, A., et al. Automatic Real-Time ECG Coding Methodology Guaranteeing Signal Interpretation Quality. IEEE TBME. 2008, 2519-2527. ISSN 0018-9294.

AUTOMATIC DEFECT DETECTION OF PRINTED CIRCUIT BOARD

Martin Horák

Bachelor Degree Programme (3), FEEC BUT

E-mail: xhorak59@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Miroslav Richter

E-mail: richter@feec.vutbr.cz

Abstract: Visual inspection of the printed circuit boards (PCB's) by human controllers is becoming impossible with the increasing complexity and miniaturization of the circuit boards. To achieve high reliability of the PCB's manufacturers are forced to develop new methods of inspection that will ensure inline control of every circuit board and separate those that does not fulfil the quality requirements.

Keywords: Image processing, PCB defect detection, Automated x-ray inspection

1. INTRODUCTION

Detection of defects during the manufacturing process of the printed circuit boards (PCBs) is a never-ending search that is driven by the desire to make the assembly process more efficient. Because of the great increase of demand of the electronic devices, printed circuit board (PCB) manufacturers have taken very important place. They are expected to deliver more circuit boards, cheaper with higher quality. Due to the world market of PCBs reached an estimated \$60.2 billion in value in 2014 [1], a lot effort is put to improve the process of manufacturing. This paper focuses on the inspection part of the manufacturing process especially on the visual inspection using the x-ray and machine vision because by using these technologies, manufacturers can achieve high reliability and reduce repair costs.

The goal of the inspection is not to only find fatal defects such as breakout, bridges or missing conductor that will compromise the PCB performance during utilization, but also to find potential defects that can cause troubles in the longer time period such as over etching, under etching or voids in the Ball grid array (BGA).

Many of these problems can be addressed by automatic x-ray inspection since this method has several advantages over other means of inspecting. It is very fast in comparison with the in-circuit tests (ICT) and functional test (FT), it is very flexible because there is no need to make special fixture for each type of board and it can detect more types of defects than optical inspection using the visible light because AXI measures the how much light hot absorbed by the PCB so it can see through components which also brings a drawback in the form of the interface of the components on the multilayer boards in case of using the 2D capturing method instead of more advanced Computed Tomography that allows to pick particular layer that we want to inspect.

2. BGA VOID DETECTION

My bachelor's thesis covers detecting missing components, shifted components, void detection in the thermal paste of QFN package but in this paper I will cover just the BGA void detection. The most crucial part of the BGA void detection is the segmentation of the solder balls because solder balls are often interfered by other board components so the robust algorithm that is able to deal with various kinds of interference is crucial.

2.1. SOLDER BALL SEGMENTATION

In the first step we need to separate components, including the solder balls from the background. The most common method to separate background from the foreground is the thresholding. Because the 2D x-ray image of the PCB can be considered as the image with the bi-modal histogram we can use OTSU method to calculate the optimal threshold level. [2]

Afterwards we have to find all circles on the resulting image and decide if they are solder balls or not. The conventional circle detection algorithm is Hough transform, but in case of pictures with high resolution Hough transform becomes very slow so I have decided to find circles on the image using the boundary rectangles. This method is very easy and extremely fast even with the high resolution images. We just surround every foreground object on the image by the rectangle and if the rectangle has equal height and width, we can consider the object inside as a circle.

Image size [px]	Hough transform [sec]	Boundary rectangles [sec]
600x600	0.3137	0.0029
4000x4000	73.080	0.0572
2300x2300	13.689	0,0188

Table 1: Comparison of Hough transform and boundary rectangle methods

This method is prone to false detection such as vias that have also circular shape or some other components that have square shape so it is necessary to come up with the set of the conditions that will eliminate false detected solder balls. The detected circle has to meet three conditions to be marked as a solder ball. The first condition is that the whole circle have to be on the image, the second condition is that most of the pixels inside the circle have to be black, user can affect this parameter but by default it is set to 75% of the circle area have to be black. In the last step circles with too big or too small radiuses are also filtered out. The right radius is calculated by median of all detected radiuses.

At this point all of the detected circles are solder balls, but usually some of the solder balls were not detected. To find these solder balls we can take advantage of the regular grid of the BGA. To do it we calculate Delaunay triangulation from the centres of detected circles. [3] That will connect neighbourhood centres of solder balls with the lines that we rotate three times by 90 degrees. Than we check all these potential solder ball locations and use previously mentioned conditions to decide if there is solder ball or not.

2.2. VOID DETECTION INSIDE OF THE SOLDER BAL

The process of image processing of the void detection can be very tricky due to low contrast and possible interference with the components on the other side of the board. The images that I have available have low contrast and suffers from salt and pepper noise. So the fist step in the image processing is using the median filter that is very effective in suppression of the salt and pepper noise. The second step is to increase the contrast of the image. To enhance the contrast of the image the global contrast enhancement alone is not sufficient so I have decided to use the Contrast Limited Adaptive Histogram Equalization (CLAHE) that is improving the contrast in the smaller regions of the image.

After image enhancement we have to find the borders of the voids. Voids are typically circular bright spots on the image so to find their border we can use one of the many edge detection algorithms. I have implemented canny edge detector, difference of Gaussians (DoG) and Laplacian of Gaussian

(LoG) and got the best results with the LoG algorithm with the proper size of the filter. This edge detector usually detects also borders of noise so after the edge detection I use the morphological closing to get rid of the detected noise. Afterward I also check the circularity of the detected void because the typical void has circular shape so all shapes that are not circular are eliminated.

In the last step the area of all voids inside each circle is calculated and divided by the area of the solder ball to get the ratio between void and solder ball area.

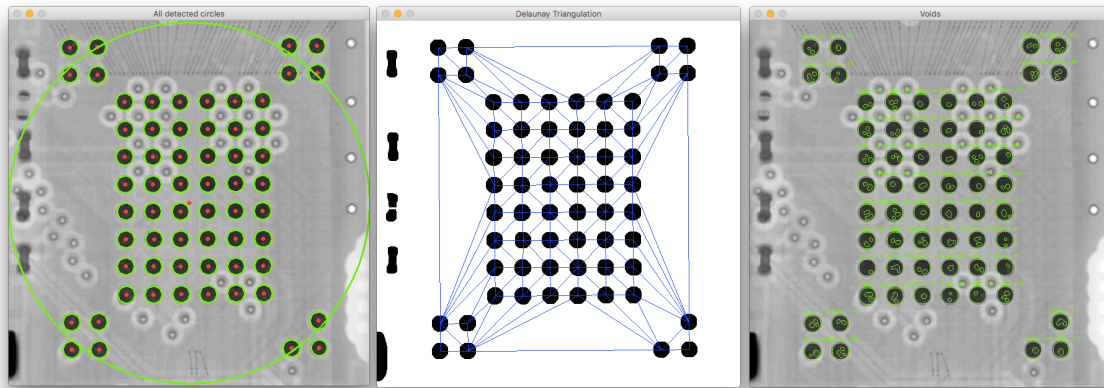


Figure 1: Example of the image processing steps

3. CONCLUSION

This paper presents a robust technique for segmentation of the solder balls from the x-ray image of the PCB. The program is able to find all solder balls even if the initial algorithm for searching the circle on the image fails and finds just a few solder balls from the BGA using the triangulation. The void detection algorithm is able to find even voids that in the solder balls with the low contrast that are barely visible with human eye. The only drawback of this contrast enhancement algorithm is that it might enhance also noise in some cases and cause false void detections so it is necessary to tune few parameters for each source of x-ray images.

ACKNOWLEDGEMENT

This research was made thanks to the company ELEDUS that provided me the x-ray scans of the PCB's.

REFERENCES

- [1] World PCB Production in 2014 Estimated at \$60.2 Billion. IPC Blog [online]. IPC, 2015 [cit. 2017-03-28]. <https://blog.ipc.org/2015/09/27/world-pcb-production-in-2014-estimated-at-60-2-billion/>
- [2] Image Thresholding [online]. OpenCV team, 2016 [cit. 2017-03-28]. http://docs.opencv.org/3.2.0/d7/d4d/tutorial_py_thresholding.html
- [3] NUANPRASERT, Somchai, Sueki BABA a Takashi SUZUKI. A Simple Automated Void Defect Detection for Poor Contrast X-ray Images of BGA. The Institute of Industrial Applications Engineers, Japan, 2015. Department of Systems Innovation, Osaka University, 1-3 Machikaneyama-cho, Toyonaka 560-8531, Japan.

A SYSTEM FOR EYE MOVEMENT TRACKING

Lucie Urbanová

Bachelor Degree Programme (III), FEEC BUT

E-mail: xurban58@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Jan Mikulka

E-mail: mikulka@feec.vutbr.cz

Abstract: The goal of this project is to design the real-time eye movement tracking system, realise it and perform measuring on several subjects to verify its functionality and precision. The eye movement tracking system consists of a camera attached to the camera holder mounted on subject's head. The camera captures the eye of the subject and the measuring software detects the iris. The software then calculates the location the subject is looking at using the input video of the eye, the calibration results and the head movement measuring device.

Keywords: Camera holder design, eye detection, eye tracking system, image processing, OpenCV

1 INTRODUCTION

The tracking of the eye movement is a technique that enables us to gather large amount of information about the subject. Eye tracking technologies in today's society have a wide scale of applications used in many fields, ranging from medical research, security, sensors to marketing and advertising.

The eye movement tracking system is designed to be able to detect where the subject was looking during the test measuring and give the result of the test in a graph or a video output. The basic test involves system calibration, reading part, watching the picture and solving an easy maze. There are many possibilities of how to track the eye movement, for this project a single-camera system was chosen. The camera attached to the 3D printed camera holder scans the left eye of the subject and the measuring software then detects the position of the iris. Point of regard is then calculated using calibration results, real-time image processing result and the head movement correction. [1]

2 CAMERA HOLDER

To ensure the system's precision, the eye must be captured from the stable point in front of it. To provide a camera standing in the same position at all times, the camera holder has been designed. The design was drawn in SolidWorks and printed on 3D printer at school. The holder consists of four main parts: the forehead support, frontal extension and two clips for attaching the elastic band. The whole construction is shown on Figure 1.

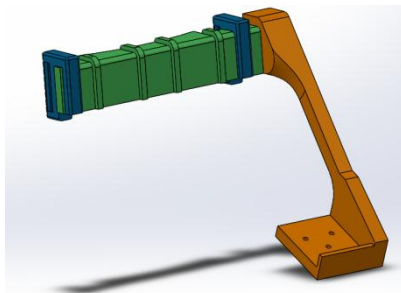


Figure 1: Camera holder model (left), Camera and its holder - application in video recording session (right)

The base of the whole construction is the forehead support. It includes grooves for attaching other parts and a curved front for stabilization and comfort of the tested subject, which is also achieved by a small pillow that is glued on it. The frontal extension is attached by adhesive onto the forehead support. Its bottom includes the camera attachment with three holes in it to secure the camera by screws. Securing the whole holder to the subject's head is done by two clips glued to the forehead support as well. They are equipped with an elastic band that is supposed to go around the head.

3 VIDEO PROCESSING

Video processing consists of several parts such as iris detection, calibration, head movement correction and test evaluation software. The camera that was used to detect the eye is a web camera created by A4tech, type PK-910H, with Full HD 2 Mpx scanner, it captures video in up to 1920×1080 pixels resolution, with the maximum of 30 fps (frames per second) and supports auto focus. It is connected to the computer by USB 2.0.

The iris detection software is written in C/C++ programming language via Visual Studio and libraries of OpenCV. Visual Studio is an integrated development environment for Microsoft. It is used for computer programs, web sites and applications. Open CV (Open Source Computer Vision) is a library of programming functions focused on real-time computer vision. While the video runs real-time, the frames from the camera are processed separately as single pictures.

To simplify the work with the video, the image is first mirrored to create a mirror-like environment. The following operation divides the RGB picture into three separate matrixes, each including one colour channel. The application then processes the red channel matrix because the eye is the most distinguishable there, thanks to the best contrast proportions compared to the other channels.

Then the image is filtered to blur the homogenous areas using the normalized box filter. It smoothens the image and it also reduces less significant edges. A linear box filter is a spatial linear filter in which each pixel in the resulting image has a value equal to the average value of its neighbouring pixels in the input image. It is a form of low-pass filter that reduces noise. To find the edges in blurred image the Canny algorithm is used. The Canny algorithm reduces the amount of data that needs to be processed, accurately finds the edge points in the centre of the edge and prevents the image noise to create the false edges.

From the image of the edges it is easy to detect the circle that defines the iris by using Hough circle transformation. It finds circles in imperfect images by finding the circle "candidates" by "voting" procedure in the Hough parameter space. Candidates are obtained as local maxima in accumulator matrix, which is explicitly constructed for computing the transform. The parameters which define the found circle are x and y position of the circle centre and the circle radius. X and y coordinates are saved for further processing. Thanks to Hough transforms ability to detect a circle even when it is not fully visible, it is able to identify the eye when it moves in any direction (see Figure 2, left).

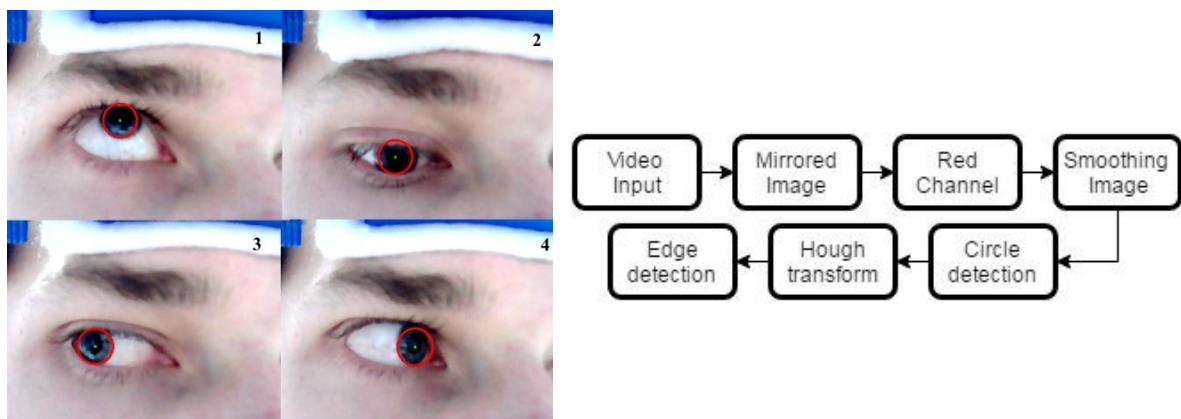


Figure 2: Detection during the eye movement (left) - up (part 1), down (part 2), left (part 3) and right (part 4) direction; Eye detection algorithm (right).

Using this whole method, the program is able to detect the eye in real time as a result of the first stage of the process. The video of the subject's eye, taken by the camera mounted in the camera holder, is processed and evaluated by the algorithm and prepares the project for further point of regard finding. For the eye detection algorithm see Figure 2 (right).

The second stage processes the eye centre positions during the time and compares them with calibration process results. The calibration process is based on test subject's full cooperation. One by one he looks at the points placed all over the screen of the calibration program. With each focus of his sight at the concrete point, the subject marks it by clicking on it with the mouse, at the same time he looks at it. The positions of the acquired points are then compared with the position coordinates of the eye, captured by the eye position detection software, at the same time exactly. This way the point of regard is found.

To prevent mistakes caused by head movement there is homogeneous transformation based on the data gained from the accelerometer and the gyroscope. This way it is possible to detect the change in 3D space and to recalculate it into changes in 2D. The homogeneous transformation matrix \mathbf{T}_i (see equation 1) consists of information about translation (T positions in the matrix) and rotation (R positions in the matrix).

$$\mathbf{T}_i = \begin{matrix} R & R & R & T \\ R & R & R & T \\ R & R & R & T \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{matrix} \quad (1)$$

After detecting the point of regard while incessantly concerning the head movement, the testing of the subject may begin. The test is meant to consist of a reading part, watching the picture part and possibly an easy maze. The test will be repeated with several test subjects to compare the functionality and reliability of the method. The output of the testing will be a graph, a heat map or possibly a video recording of the computer screen with the exact point of regard changing in time. The whole process is captured in Figure 3.

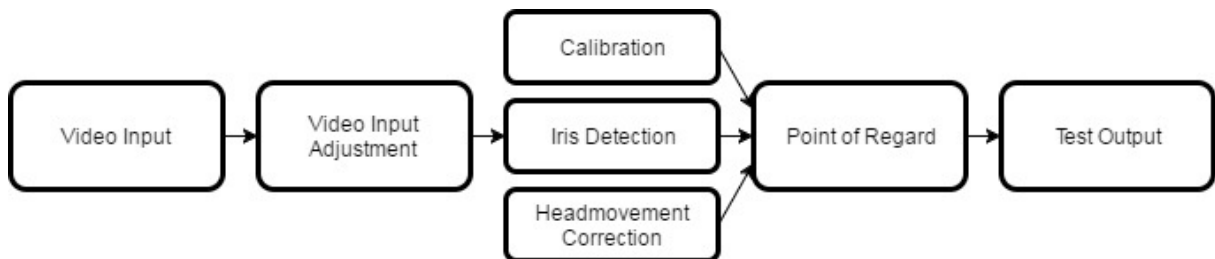


Figure 3: Eye tracking algorithm

4 SUMMARY

The goal of this project is to design a functional eye movement tracking system. It will include the camera, camera holder with rubber bands for head fastening, head movement measuring device, video processing software, point of regard calibration software and testing application with several possible outputs. The system uses one camera to capture the image of the eye. The project is a cheap version of the commercially used devices.

While writing this paper the camera holder is done and the eye detection is fully functional. The software for calibration is partially functional and its prepared for head movement correction data input. Testing application is being developed as well.

REFERENCES

- [1] URBANOVÁ, L. A system for eye movement tracking, Brno: BUT FEEC, 2016. 30 p. Semestral thesis supervisor Assoc Prof Jan Mikulka. [cit. 12. 3. 2017].

NOISE METER AND SOUND DETECTOR

Petr Jedlička

Bachelor Programme (3), FEEC BUT

E-mail: xjedli23@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Aleš Povalač

E-mail: povalac@feec.vutbr.cz

Abstract: This paper describes design and construction of a noise meter, which measures sound pressure level. The device can be set either for weighting filter A or for weighting filter C considering the characteristics of human hearing. The device also allows two modes, Fast and Slow, depending on the rate of changes of sound pressure level. It is possible to send measured data to a PC through a measuring application. The noise meter can be controlled by buttons or by voice commands.

Keywords: Noise meter, signal processing, decibels, STM32F4 Discovery, ARM, ANSI C

1 ÚVOD

Tato práce se zabývá realizací hlukoměru včetně návrhu číslicových filtrů potřebných pro zpracování zvukového signálu z digitálního mikrofону. Výsledný hlukoměr vyjadřuje míru hluku pomocí hladiny akustického tlaku, která je označována zkratkou SPL, v decibelech a je určen především pro orientační měření hluku v průmyslovém prostředí. Naměřené hodnoty je možné odesílat do PC pomocí USB rozhraní a počítačové měřicí aplikace.

2 HARDWAROVÁ ČÁST

Pro realizaci hlukoměru byla navržena jednostranná deska plošného spoje na substrátu FR4. Řídící jednotkou celého zařízení je vývojová deska STM32F4 Discovery, která je k základní desce připojena pomocí dvou dvouřadých kolíkových zásuvek. Na vývojové desce je osazen mikrokontrolér STM32F407 s architekturou ARM od firmy STMicroelectronics. Uživatelské rozhraní je tvořeno pěti tlačítky a alfanumerickým 16x2 LCD displejem s vestavěným řadičem ST7066U. Snímání zvuku je prováděno pomocí digitálního mikrofónu MP45DT02 od firmy STMicroelectronics, který je osazen přímo na vývojové desce, a který by měl být schopen podle dokumentace měřit hluky až do 120 dB [1]. Hlukoměr je možné napájet buď pomocí USB rozhraní, nebo třemi AA bateriemi, které jsou přes schottkyho diodu a spínač připojeny k vývojové desce, na které je osazen stabilizátor napětí, jehož výstupní napětí 3,3 V slouží i k napájení LCD displeje.

3 ČÍSLICOVÉ FILTRY

Po nastudování problematiky číslicových filtrů z [2] a [3] a normy pro měření hluku z [4] bylo navrženo a do mikrokontroléru implementováno celkem 5 filtrů: 2 váhové filtry, 2 průměrovací filtry a 1 decimální filtr.

3.1 DECIMAČNÍ FILTR

Vzhledem k tomu, že vzorky signálu na výstupu použitého digitálního mikrofónu jsou pouze jednobitové hodnoty s mnohonásobně vyšší vzorkovací frekvencí, než je potřeba podle vzorkovacího teorému, bylo nutné nejprve navrhnout decimální filtr, který jednak sníží vzorkovací frekvenci, a jednak zvýší bitovou hloubku vzorků. Těmto požadavkům nejlépe odpovídá filtr CIC [2].

CIC filtr se skládá z N kaskádně řazených bloků integrátorů následovaných děličkou vzorkovací frekvence a kaskádou N bloků hřebenových filtrů. Pro bitovou hloubku výstupního signálu platí rovnice (1):

$$B_{out} = N \log_2 RM + B_{in}, \quad (1)$$

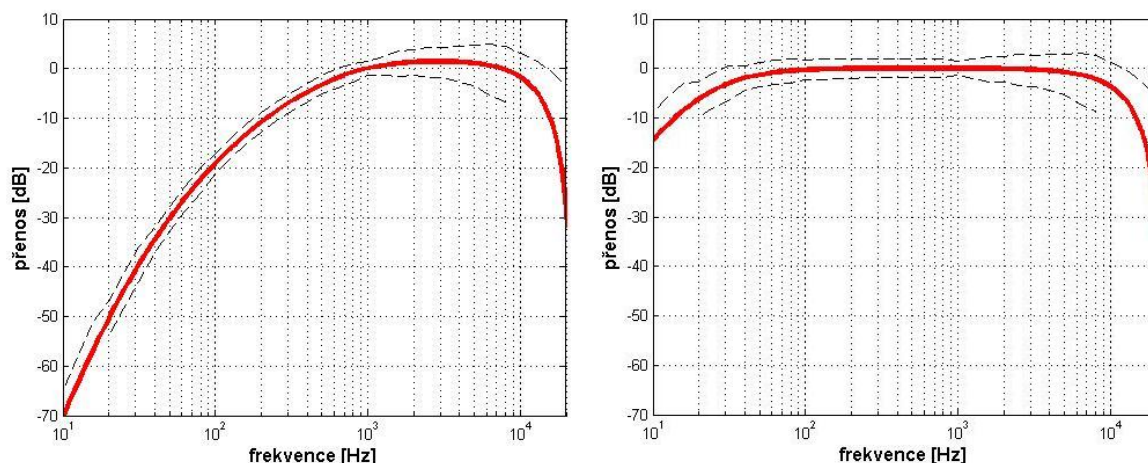
kde N je počet bloků, R je decimační faktor, M je zpoždění hřebenových filtrů a B_{in} je vstupní bitová hloubka [3].

Do decimačního filtru vstupují dvoubitové vzorky, protože log. 0 na výstupu mikrofonu v podstatě představuje hodnotu -1, kvůli čemuž je potřeba druhý bit pro určení znaménka. Pro popisovaný hlukoměr byla zvolena vzorkovací frekvence po decimaci na 44,1kHz, decimační faktor 64, $N = 2$ a zpoždění $M = 1$, z čehož při $B_{in} = 2$ plyne pro výstupní bitovou hloubku $B_{out} = 14$ a pro vzorkovací frekvenci mikrofonu $f_s = 44100 \text{ Hz} \cdot R = 2,8224 \text{ MHz}$.

3.2 VÁHOVÉ FILTRY

Norma pro měření hluku definuje průběhy frekvenčních modulových charakteristik dvou váhových filtrů, které zohledňují vlastnosti lidského sluchu. Tyto dva filtry se označují jako typ A, který je vhodný pro měření hluku přibližně do 90 dB, a typ C, který je naopak vhodný pro vyšší hodnoty hladiny akustického tlaku.

Podle známého vztahu pro absolutní hodnotu komplexního čísla byly vztahy uvedené v normě pro frekvenční modulové charakteristiky upraveny jako absolutní hodnota lomeného výrazu s komplexními čísly, následně byla provedena substituce $s = j \cdot 2\pi f$, čímž byl získán výraz pro přenos analogového filtru, a bilineární transformací byl proveden převod z s -domény do z -domény pro číslicové filtry [2]. Frekvenční modulové charakteristiky obou filtrů vypočítané v programu Matlab jsou vykresleny na obrázku 1.

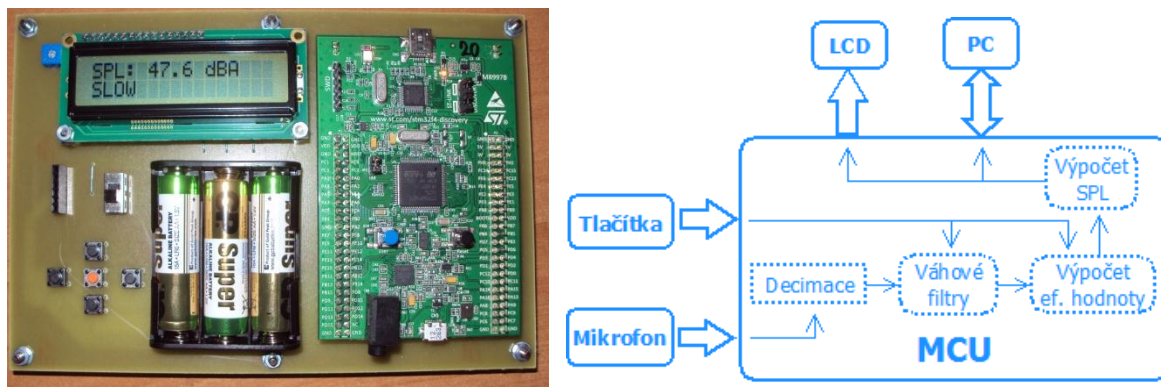


Obrázek 1: Frekvenční modulové charakteristiky váhových filtrů, vlevo typ A a vpravo typ C (čárkovaná čára vyjadřuje toleranci danou normou a červená plná čára je skutečný průběh)

3.3 PRŮMĚROVACÍ FILTRY

Pro výpočet SPL je potřeba v reálném čase počítat průměrnou efektivní hodnotu zvukového signálu [4]. Pro tento účel byly pomocí Butterworthovy aproximace navrženy dvě číslicové dolní propusti, které se chovají jako integrační RC článek. Časové konstanty filtrů jsou opět dány normou pro měření hluku, která pro měření stacionárních hluků (režim „slow“) definuje časovou konstantu 1

sekunda a pro měření rychle se měnící hluků (režim „fast“) 0,125 sekundy. Efektivní hodnota signálu je počítána jako odmocnina výstupu průměrovacího filtru, na jehož vstup jsou přiváděny druhé mocniny vzorků zvukového signálu. Posledním krokem měření hluku je výpočet SPL jako dvacetinásobek dekadického logaritmu podílu průměrné efektivní hodnoty signálu a prahu slyšení (20 μ Pa) [4]. Celé zařízení bylo zkalibrováno na tónu o frekvenci 1 kHz s hladinou akustického tlaku 94 dB.



Obrázek 2: Prototyp hlukoměru (fotografie a blokové schéma)

4 ZÁVĚR

V současné době (březen 2017) je samotný hlukoměr již zcela funkční a podle normy pro měření hluku odpovídá svou celkovou frekvenční modulovou charakteristikou druhé třídy přesnosti pro přibližný rozsah kmitočtů 30 Hz až 12 kHz. Dále probíhá práce na signálové analýze zvuku tak, aby byl hlukoměr schopen rozpoznat několik slov, kterými by byl hlasově ovládán.

PODĚKOVÁNÍ

Tato práce byla podpořena projektem INWITE (LO1401) a Interní grantovou agenturou (FEKT-S-17-4713). Pro výzkum byla využita infrastruktura centra SIX.

REFERENCE

- [1] ST MICROELECTRONICS. *MP45DT02-M* [pdf]. 2016 [cit. 2017-03-14]. Dostupné z: <http://www.st.com/content/ccc/resource/technical/document/datasheet/group3/27/62/48/98/44/54/4d/36/DM00303211/files/DM00303211.pdf/jcr:content/translations/en.DM00303211.pdf>.
- [2] INGLE, Vinay K. a John G. PROAKIS. *Digital signal processing using MATLAB*. 3rd ed. Stamford, Conn.: Cengage Learning, c2012. ISBN 1111427372.
- [3] E. B. Hogenauer. An economical class of digital filters for decimation and interpolation. *IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing*, ASSP-29(2):155-162, 1981.
- [4] ČSN EN 61672-1: Elektroakustika – Zvukoměry – Část 1: Technické požadavky. Česká technická norma, Český normalizační institut, listopad 2003

Magisterské projekty

Biomedicínské inženýrství a
bioinformatika

SUBVOXEL CORTICAL BONE THICKNESS MEASUREMENT

Oldřich Kodym

Master Degree Programme (2), FEEC BUT

E-mail: xkodym01@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Jiří Jan

E-mail: jan@feec.vutbr.cz

Abstract: The project is aimed at analysing the thickness of vertebral cortical shell in medical CT data. As the cortical bone thickness is usually smaller than the spatial resolution of the scanner, it is impossible to base the analysis upon mere segmentation of the cortical bone. The proposed method uses rough segmentation to locate the cortical bone and then makes use of a machine learning technique with synthetic training data to analyse its thickness.

Keywords: computed tomography, cortical bone thickness, random forest regression

1 ÚVOD

Tloušťka kortikální skořápky kosti a její úbytek je spolu s minerální kostní denzitou důležitým ukazatelem osteoporózy, populační choroby, která ve dnešní stárnoucí populaci způsobuje stále častěji závažné fraktury. Protože lokální úbytek kortikální tloušťky může být jediným projevem lokální osteoporózy [1], automatická analýza kortiky v CT datech by měla silný význam pro prevenci. Protože se však tloušťka obecně pohybuje v rozmezí 160-600 μm , což je méně než rozměr jednoho voxelu běžných CT skenerů, je obraz kortiky silně zatížen partial-volume artefaktem. Analýza tedy nemůže vycházet pouze ze segmentované masky kortikální kosti ani z jednotlivých jasových hodnot voxelů, ve kterých nelze s přesností určit podíl kortikální kosti vůči ostatním tkáním.

Publikované automatické metody určení tloušťky kortikální vrstvy vychází nejčastěji ze sledování jasových hodnot ve směru normály na segmentovaný povrch kosti. Reprodukovatelnou přesnost měření však uvádí pouze pro snímky se zvýšeným rozlišením, kde je kortikální kost silnější než 3 voxel. V běžných datech s nižším rozlišením navíc drobné chyby segmentace kosti způsobují silné odchylky směru normály a tyto metody tedy nejsou použitelné. Níže navržená metoda je vůči odchylkám segmentace robustní a počítá s tloušťkou kortiky v řádech méně než jeden voxel.

2 LOKALIZACE KORTIKÁLNÍ ČÁSTI KOSTI

Prvním krokem navržené metody je lokalizace kortikální vrstvy obratle. Vychází z přibližné segmentace těla obratle a jeho zadního segmentu registrační metodou, která byla vyvinuta v rámci spolupráce s firmou Philips a není součástí této práce. Tato přibližná segmentace, která je spolu s původními daty vstupem do navržené metody, je dále v rámci předzpracování před samotnou analýzou upravována morfologickými operacemi a grafovými metodami následujícím způsobem.

Přibližná binární maska těla obratle je nejprve morfologicky erodována tak, aby nepřesahovala vnitřní trabekulární kost. V oblasti rozdílu mezi erodovanou a původní maskou je metodou nalezení minimálního řezu grafem nalezena přesnější hranice mezi kortikální a trabekulární kostí. Z nově získané masky je opět pomocí morfologických operací zachována pouze vnější vrstva o tloušťce jeden voxel. Následná analýza probíhá pouze na voxelech ležících na této masce, jejíž voxelové přesněji odpovídají kortikální kosti.

3 ANALÝZA TLOUŠŤKY KORTIKÁLNÍ ČÁSTI KOSTI

Analýza spočívá v odhadu tloušťky kortikální vrstvy na každém voxelu masky. Analýza každého voxelu vychází z jasových hodnot v jeho okolí daném krychlí o straně 5 voxelů se středem v analyzovaném voxelu. Těchto 125 jasových hodnot slouží jako vstup do algoritmu náhodného regresního lesa, který obecně dosahuje poměrně přesných výsledků u vysoce nelineárních regresních problémů, jakým je i určení tloušťky tělesa v malém silně zašuměném objemu z jasových hodnot.

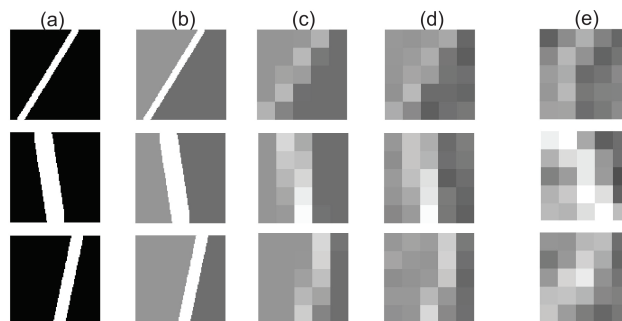
3.1 METODA NÁHODNÉHO REGRESNÍHO LESA

Algoritmus je založen na průměrování výsledků binárních rozhodovacích stromů. Každý strom postupně dělí mnohorozměrný prostor příznaků (jasových hodnot) na jednotlivých příznakových osách v náhodném pořadí. Dělení prostoru na každé ose probíhá tak, aby byla v obou nových podprostorech odchylka průměrné výstupní hodnoty (tloušťky kortikální kosti) od všech jednotlivých výstupních hodnot v trénovací množině co nejmenší. Na terminálních listech těchto stromů je průměrná hodnota výstupní proměnné v dosaženém podprostoru trénovací množiny. Je-li trénovací množina dostatečně rozsáhlá na to, aby bylo možné vytvořit několik desítek až stovek takovýchto rozhodovacích stromů, přičemž každý z nich dělí prostor příznaků podle jiné posloupnosti příznakových os, lze zprůměrováním jejich výstupů dosáhnout robustního odhadu výsledku [2].

Výhodou metody je kromě robustnosti také absence nastavitelných parametrů, na kterých by kvalita odhadu závisela. Je však zapotřebí dostatečně obsáhlá trénovací množina, kterou je v případě takto malých rozměrů tělesa nemožné vytvořit manuálně z nasnímaných dat. Vhodné je také mít pro každý obratel vlastní trénovací množinu, jelikož s pacientem, skenerem a polohou obratle značně kolísají i jasové hodnoty kortikální kosti a okolních tkání. Pro účel této analýzy jsou proto pro každý obratel generovány vlastní syntetická trénovací data.

3.2 GENEROVÁNÍ SYNTETICKÝCH TRÉNOVACÍCH DAT

Každý ze synteticky vytvořených trénovacích výřezů vychází z trojrozměrného obrazu plochy o vysokém rozlišení, náhodném posunu a rotaci a předem známé tloušťce (obr. 1.a). Takovýto objem je následně váhován jasovými hodnotami kortikální a trabekulární kosti a jejich okolí získaných z analyzovaného CT snímku obratle (obr. 1.b) a tím adaptován na konkrétní obratel. Dále je bez interpolace decimován na rozměr odpovídající analyzovanému okolí voxelu, tedy krychle o straně 5 voxelů (obr. 1.c) a zašuměn gaussovským šumem (obr. 1.d). Tento postup simuluje postupnou degradaci scény při zobrazovacím procesu. Pro srovnání jsou uvedeny náhodné skutečné výřezy kortikální kosti z nasnímaných CT dat (obr. 1.e). Pro každý obratel je takto generováno 2000 individuálních syntetických výřezů a ty jsou použity pro trénování náhodného regresního lesa.

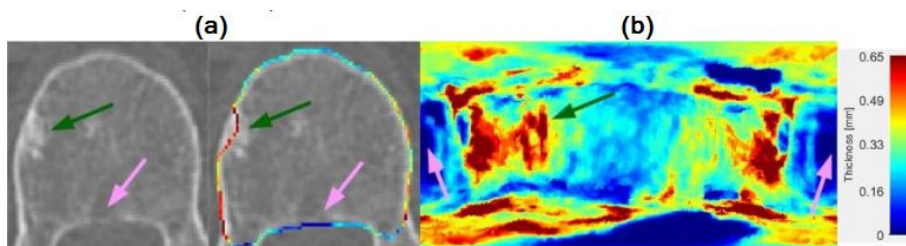


Obrázek 1: Příklad postupu vytvoření syntetických dat (a-d) a výřezů skutečných dat (e).

4 VIZUALIZACE VÝSLEDKU

Výsledek analýzy je zobrazen dvěma způsoby, pro oba je opět využita přibližná binární maska kortikální kosti (viz sekce 2). Na té je barevně kódována tloušťka v odpovídajících voxelích. V prvním způsobu vizualizace je po řezech fúzována s původními nasnímanými CT daty, na kterých lze provést vizuální kontrolu správnosti výsledku analýzy (obr 2.a).

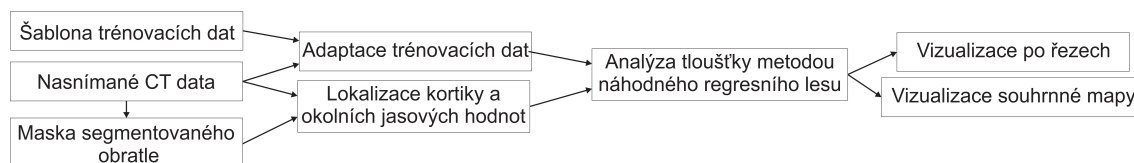
Druhé zobrazení je tvořeno souhrnnou mapou kortikální kosti. Ta vzniká převedením objemu váhované masky kortikální kosti do sférických souřadnic s počátkem v těžišti obratle, kde osa x odpovídá azimutu, osa y elevačnímu úhlu a barevnými hodnotami je opět kódována tloušťka kortikální kosti na odpovídající pozici. Radiální vzdálenost je v této kulové projekci zanedbána a dochází tedy ke ztrátě informace o tvaru obratle (obr 2.b).



Obrázek 2: Příklad výstupu ve formě jednoho řezu (a) a souhrnné mapy (b).

5 ZÁVĚR

Princip navržené metody je shrnut na obrázku 3. Implementována a testována byla v programovacích prostředích Matlab a python 3.5 na CT datech s isotroprním prostorovým rozlišením 0,67 mm.



Obrázek 3: Shrnutí principu metody.

Z ukázky vizualizace výstupu je zřejmé, že výsledný odhad dobře sleduje pozvolné změny tloušťky kortikální kosti podél obrysu obratle stejně jako náhlé lokální deformace i přesto, že se jedná o objekt o šířce zhruba jedné poloviny voxelu. Ačkoliv metoda dosáhla při testování na syntetických datech průměrné odchylky pouze 17% v oblasti fyziologických tlouštěk, je složité otestovat stabilitu odhadu mezi pacienty. Nabízí se například sledovat spojitost stavu kortikální kosti s obsahem kostního minerálu v těle obratle či lokálních úbytků kortikální kosti s incidencí fraktur v odpovídajících oblastech.

REFERENCE

- [1] POOLE, Kenneth E. S., Graham M. TREECE, Paul M. MAYHEW, et al. Cortical Thickness Mapping to Identify Focal Osteoporosis in Patients with Hip Fracture. DOI: 10.1371/journal.pone.0038466.
- [2] BOULESTEIX, Anne-Laure, Silke JANITZA, Jochen KRUPPA a Inke R. KÖNIG. Overview of random forest methodology and practical guidance with emphasis on computational biology and bioinformatics. DOI: 10.1002/widm.1072.

VISUALIZATION OF BLOOD VESSELS PULSATION IN RETINAL SEQUENCES

Matyáš Kadlas

Master Degree Programme (2), FEEC BUT

E-mail: xkadla02@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Radim Kolář

E-mail: kolarr@feec.vutbr.cz

Abstract: This paper deals with detection and visualization of blood vessels pulsation in retinal sequences. Absence of blood vessels pulsation can help to identify different diseases, including brain tumor and glaucoma. The proposed method uses principal component analysis to analyze variability in video sequences which include blood vessels pulsations. First results show that this approach can be used for robust visualization of retinal vein pulsation.

Keywords: Retina, principal component analysis, spontaneous venous pulsation

1 ÚVOD

Spontánní pulzace sítnicových žil (Spontaneous venous pulsation - SVP) má v lékařství důležitou roli. Jejich přítomností jsme schopni vyloučit zvýšený intrakraniální tlak nebo otok optického disku. Probíhá mnoho výzkumů, které mají za úkol zjistit, co vše ovlivňuje SVP. Existují důkazy, že SVP je ovlivňováno i přítomností glaukomu a jiných patologií oka. Výhodou detekce SVP je neinvazivnost metod pro vyšetření na rozdíl od jiných metod pro zjištění zvýšeného intrakraniálního tlaku, které invazivní jsou. Nevýhodou je, že SVP se nevyskytuje u všech lidí (pouze u 80 – 90 % populace), kteří jsou zdraví. Jedná se proto spíše pouze o pomocné vyšetření než o určující faktor. [1]

SVP lze sledovat jako změnu průměru anebo polohy. Tyto pulzace jsou nejviditelnější v okolí slepé skvrny, na větších žilách a v ohybech. Mezi nejběžnější metody se řadí analýza změny jasové složky, která využívá poznatku, že hemoglobin má určitou transmitanci určenou Lambert-Beerovým zákonem [2]. Tato metoda je vhodná pouze pro záznamy sítnice lepších kvalit. Šum v záznamu velmi ovlivňuje efektivnost metody. Další metodou je analýza změny průměru cév. Tento soubor metod využívá znalost, kdy při pulzaci dochází ke změně průměru sítnicových cév. Do této skupiny metod patří detekce SVP pomocí Houghovy transformace, strojového učení, modelových cév, filtrů, atd., efektivnost metody rapidně klesá s obsahem šumu. Níže uvedená metoda analýzy hlavních komponent využívá statistický přístup k záznamu, což zvyšuje robustnost metody vůči šumu s rostoucí délkou záznamu. Metoda registruje kromě změny průměru cév také pohyby samotných cév. [3]

2 POUŽITÁ DATA

Použité sekvence byly získány na oční klinice v Erlangenu. Tato data obsahují vysoký podíl šumu z důvodu nízkého přisvětlování sítnice při akvizici. Délka video sekvence je přibližně 10 s se snímkovací frekvencí 25 fps a rozlišením 640x480 px. Snímání je soustředěno na optický disk a jeho okolí se zorným polem kamery přibližně 20°x15°.

3 PŘEDZPRACOVÁNÍ VIDEO SEKVENCE

Pro úspěšnou aplikaci analýzy hlavních komponent (Principal Component Analysis - PCA) je nutné provést předzpracování, které se může skládat až ze čtyř kroků. První krok je lícování video sekvence pro eliminaci pohybů oka během akvizice. Při záznamu je pacient vyzván k omezení očního pohybu a hlava je mu fixována. Úplný klid ale není možné zajistit, proto je potřeba jednotlivé snímky slícovat tak, aby jednotlivé pixely sobě přibližně odpovídaly (čím přesnější lícování, tím kvalitnější výstup PCA).

Druhý krok předzpracování je definování oblasti zájmu. Okraje snímků většinou neobsahují důležité informace o stavu sítnice, a proto se často stačí omezit na optický disk a jeho blízké okolí.

Třetím krokem je detekce a eliminace snímků, které jsou zkresleny (resp. rozmazány) mikrosakádami a mrkáním. Mikrosakády jsou nepravidelné rychlé pohyby oka neovlivnitelné vůlí.

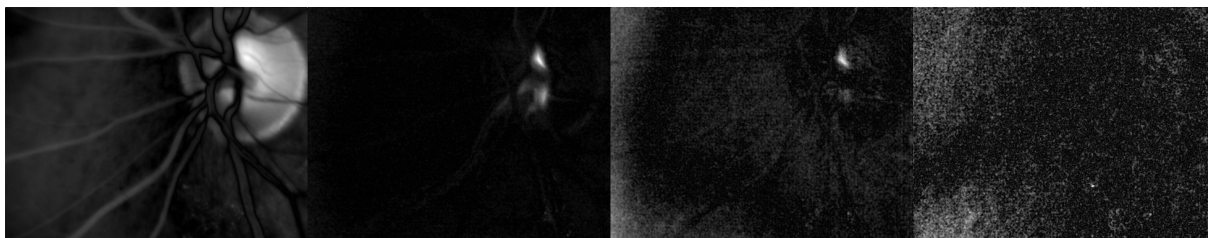
Posledním volitelným krokem je standardizace dat. Standardizace znamená, že jednotlivé snímky mají nulovou střední hodnotu a jejich směrodatná odchylka je rovna jedné.

4 METODA ANALÝZY HLAVNÍCH KOMPONENT

PCA je metodou využívanou hlavně ve statistice. Jedná se o metodu ze skupiny ordinačních analýz. Ordinační analýzy se snaží řešit statistický problém redukcí dimensionalit dat sloučením korelovaných dat do menšího počtu faktorových proměnných, které obsahují na jednotlivé proměnné více variance (informace) než originální proměnné.

Při využití PCA v obrazové analýze bereme každý snímek jako jednu proměnnou a každý pixel jako objekt. Video sekvence obsahuje několik složek. První a nejzřejmější je statická složka, která je stejná na všech snímcích (např. pozice slepé skvrny). Druhá složka, pro nás nejdůležitější, je dynamika sítnice, kam patří především pulzace a pohyby cév. Ostatní složky obsahují oční pohyby a šum. Vliv všech složek, kromě dynamické, se snažíme co nejvíce potlačit, abychom zvýraznili samotné pulzace.

PCA se snaží seskupit tyto složky k sobě podle velikosti variability jednotlivých složek. Na obrázku 1 lze sledovat první čtyři komponenty video sekvence. První obrázek zleva představuje 1. komponentu. Tato komponenta obsahuje nejvyšší vysvětlenou variabilitu, která představuje zbytkovou statickou složku po filtraci. Druhý obrázek zleva představuje 2. komponentu, která viditelně obsahuje velké množství informace o pulzacích (pulzace představují světlé části komponenty). Třetí obrázek zleva představuje 3. komponentu. Převažující složka této komponenty je již šum, ale lze pozorovat stále zbytkovou informaci o pulzacích. Čtvrtý obrázek zleva představuje 4. komponentu. Zde již je obsažena pouze informace o šumu a komponenta je pro jakoukoliv analýzu nevhodná.



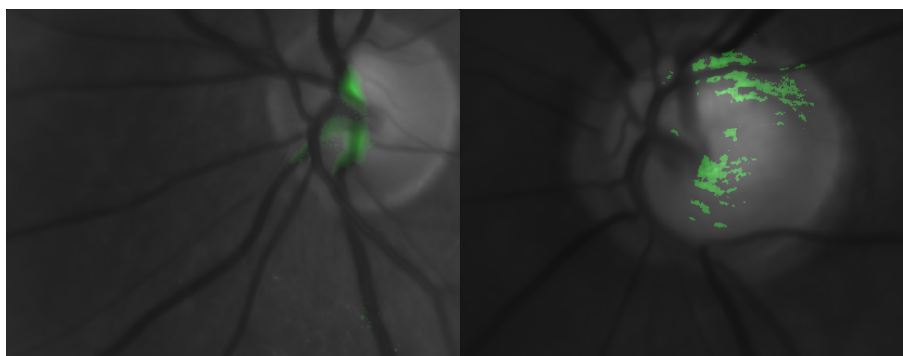
Obrázek 1: PCA na retinálních datech. Obrázky zleva: 1. komponenta, 2. komponenta, 3. komponenta a 4. komponenta

Důležitou částí PCA je identifikace komponent vhodných pro následnou analýzu pulzací. Přístup k identifikaci v této práci spočívá ve vyhodnocení difference mezi po sobě jdoucími vysvětlenými variabilitami komponent. Tato metoda využívá znalosti, že vysvětlená variabilita komponent, které

obsahují velké množství šumu, je mnohem nižší, než komponent obsahujících převážně dynamickou složku a statickou složku, z důvodu náhodnosti šumu. S touto znalostí lze předpokládat, že pozice největší diference představuje změnu mezi komponentou s dynamickou složkou a šumem. Při této metodě se nesmí využívat první diference, protože by se zde porovnávala komponenta se statickou složkou, která obsahuje většinu vysvětlené variability (nad 90 %), a komponenta s dynamickou složkou (pod 1 %).

5 VÝSTUP PCA A VIZUALIZACE PULZACÍ

Výstupem PCA jsou komponenty, jejichž počet je roven počtu snímků. Pokud bylo předzpracování provedeno kvalitně, důležité informace obsahuje pouze pár prvních komponent (většinou do 5 komponent, počet je závislý na úrovni šumu ve video sekvenci) a ostatní jsou pouze šum.



Obrázek 2: Výstup vizualizace pulzací pro dvě rozdílné video sekvence.

Na obrázku 2 lze vidět výstup vizualizace pulzací pro dvě rozdílné video sekvence. Levá video sekvence obsahovala dvě intenzivní pulzace ve středu optického disku. Pravá video sekvence obsahovala pouze slabé pulzace na okrajích optického disku. Detekované pulzace jsou vizualizovány zelenou barvou na pozadí průměru video sekvence. Intenzivnější zelená představuje větší pulzace. Na levé video sekvenci metoda úspěšně extrahovala informaci o pulzacích. Na pravé video sekvenci metoda nebyla schopna nalézt většinu slabých pulzací na žilách z důvodu velkého šumu. Místo těchto pulzací našla pulzace optického disku, které byly intenzivnější.

6 ZÁVĚR

Představená metoda byla implementována v prostředí MATLAB. Z výsledků na obrázku 2 vidíme, že metoda dokáže z video sekvence extrahovat pulzace, které jsou stále dostatečně viditelné vůči zašuměnému pozadí. Pro získání kvalitnějších výsledků je potřeba co nejvíce odstranit šum, což zajistí větší rozlišení pulzací oproti pozadí, nebo získat kvalitnější video sekvenci. Výsledky byly porovnávány s metodou subtrahování průměru a ve většině případů PCA dosahovalo lepších výsledků.

REFERENCE

- [1] HARDER B., JONAS JB.: Frequency of spontaneous pulsations of the central retinal vein. *British journal of ophthalmology*, London: British Medical Journal & Association Publications, 2007. Volume 91, p. 401–402.
- [2] MORGAN W. H., et al.: *Objective Detection of Retinal Vessel Pulsation*. Australia, 2015.
- [3] MORET F., et al.: Quantitative Analysis of Fundus-Image Sequences Reveals Phase of Spontaneous Venous Pulsations. *Translational Vision Science & Technology*, 2015, 4(5).

SILICOCELL: A NOVEL TOOL FOR TUMOR AND CELL GROWTH SIMULATION

Stanislav Bělehrádek

Master Degree Programme (5.), FEEC BUT

E-mail: xbeleh05@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Karel Sedlář

E-mail: sedlar@feec.vutbr.cz

Abstract: Modern research in cell biology requires utilization of advanced tools of systems biology as only the deep understanding of various signaling pathways in cells brings substantial information for setting up a targeted therapy for genetic disorders or cancer. Therefore, *in silico* modelling became an inseparable part of the cell research. Here, I present novel simple-to-control software to analyze and visualize a human cell colony dynamics based on cell cycle regulation and principles of known signaling pathways allowing a simulation of tumor cells proliferation in healthy tissue. The tool available at *GitHub* is written in C++ and utilizes OpenGL for visualization.

Keywords: cell; cell cycle; modelling; system biology; tumor growth

1 ÚVOD

Mutace signálních drah regulujících buněčný cyklus jsou jednou z příčin vzniku nádorových onemocnění. Počítačové modely buněčných kolonií, které je dnes možné vytvářet díky pokrokům ve výzkumu signálních drah a dostupnému výpočetnímu výkonu, umožňují simulovat chování buněk v různých situacích – v extrémních teplotách, v toxickém prostředí nebo naopak s neomezenou zásobou živin a neomezeným prostorem pro růst. Je tak možné oproti práci s živými buňkami levněji a rychleji testovat nová cílená léčiva a sledovat předpokládaný růst a invazivitu rakovinných buněk.

2 MODELOVÁNÍ BUNĚČNÉHO CYKLU

Vytvořený model simuluje proliferaci lidských buněk a kombinuje buněčný cyklus s trváním 24 hodin a intercelulární dynamiku pro co největší podobnost s živými buňkami [1]. Buněčný cyklus je možné podle aktuálních intracelulárních procesů rozdělit na fáze G_1 , S, G_2 a M. Zatímco v inter-fázi tvořené fázemi G_1 , S a G_2 se buňka replikací DNA a zvětšováním objemu připravuje na dělení, při samotné mitóze (fáze M) dochází ke kondenzaci chromozomů, jejich přesunu k pólům buňky, cytokinezi a finálnímu rozdělení mateřské buňky na dvě dceřiné. Vstup do buněčného cyklu, stejně jako délka cyklu, je řízen signálními drahami, které regulují veškerou buněčnou aktivitu [2]. Signální dráhy živých buněk prostřednictvím kaskád proteinů modulují přítomnost faktorů (např. mitogenů, růstových faktorů atd.) na expresi genů, jejichž produktem jsou bílkoviny pro odpovídající odezvu buňky. Mutací těchto signálních drah ionizujícím zářením či toxiny může dojít k jejich neustálé aktivaci nebo deaktivaci. U regulace buněčného cyklu se mutace, pokud nezareagují opravné mechanismy buňky, projevují nekontrolovaným dělením a vznikem nádorů.

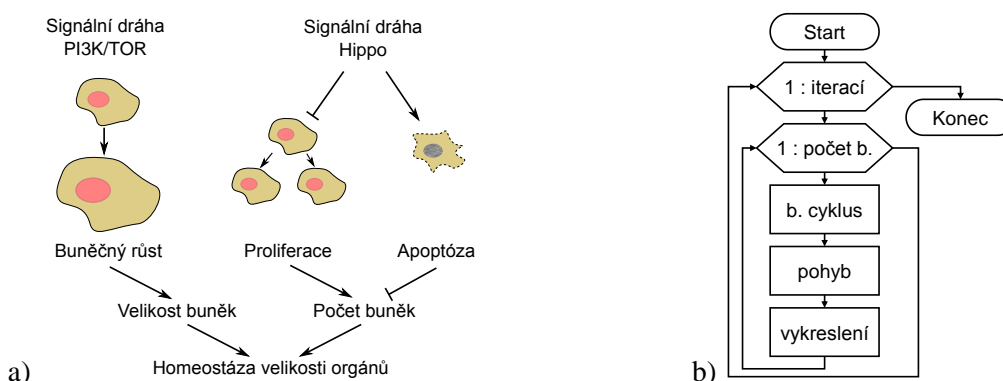
3 MODEL BUNĚČNÉ KOLONIE

Model vychází ze známých intracelulárních procesů a je přizpůsoben pro simulaci proliferace lidských buněk se zaměřením na růst tumorů. Implementována je regulace růstu buněk, řízení buněčného cyklu včetně možnosti přechodu do fáze G_0 , intercelulární dynamika pro vzájemné interakce buněk a prostorové gradienty živin, toxinů, růstových faktorů a mitogenů. Je tak možné sledovat

závislost aktivity buněk v různých částech kolonie na koncentracích uvedených látek. V případě rakovinných buněk, které mají kvůli mutacím neomezený replikační potenciál, lze v grafickém výstupu modelu sledovat výrazný nárůst jejich počtu oproti zdravým buňkám, jejichž počet a velikost jsou regulovány v závislosti na množství živin a mitogenů (Obrázek 1a).

Program (dostupný z <https://github.com/StandAB/SilicoCell>) je napsaný v jazyce C++ a pro zobrazení využívá OpenGL z knihovny SFML. Simulace je spouštěna prostřednictvím příkazové řádky konzole. Při spouštění lze měnit nastavení délky simulace v podobě počtu iterací a zrychlení, které n -násobně zkrátí délku buněčného cyklu ze standardních 24 hodin. Dále je možné určit prostorové omezení simulace – buňky za nastavenou hranicí se nepohybují a omezují další růst kolonie. Takto lze sledovat jen výřez z teoreticky rozsáhlé kolonie a zároveň je snížena výpočetní náročnost, která s přibývajícím počtem buněk roste exponenciálně – na PC s taktem CPU 3,8 GHz trvá výpočet 5 000 iterací s 1 287 buňkami přibližně 5 minut. Program také umožňuje volit model rozložení látek v prostoru. První možností je ideální homogenní rozložení látek, druhou je plošný pokles koncentrací pro modelování kultur *in vitro* [3] a třetí je pro cévu v prostoru pro modelování tkáně. Úpravou vzorců ve zdrojovém souboru *vypocty.cpp* je však možné simulovat libovolné umístění zdroje živin, toxinů, růstových faktorů a kyslíku. Nastavení modelu lze měnit i v automaticky vytvářeném souboru *config.ini*, kde lze zadat velikost buněk a délku buněčného cyklu.

Algoritmus výpočtu modelu je rozdělen na 3 části, které na sebe navazují (Obrázek 1b). Nejprve je ve funkci *b. cyklus* určen aktuální stav každé buňky a provedení příslušné operace. Rozpoznávány jsou stavy apoptóza, G_0 , G_1 a buněčný cyklus, který zahrnuje fáze S, G_2 a M a dochází v něm k dělení buňky. V závislosti na poškození buňky jsou vyhodnocovány pravděpodobnosti apoptózy, čímž jsou simulovány kontrolní body cyklu. Nechybí ani restriční bod, pro jehož překročení je třeba splnit dané podmínky. Druhou částí algoritmu je výpočet pohybu buněk v závislosti na blízkém okolí tak, aby se žádné buňky nepřekrývaly, ale stále se dotýkaly membránami. Nakonec jsou buňky vykresleny v podobě koulí s průměrem odpovídajícím aktuální velikosti buňky.

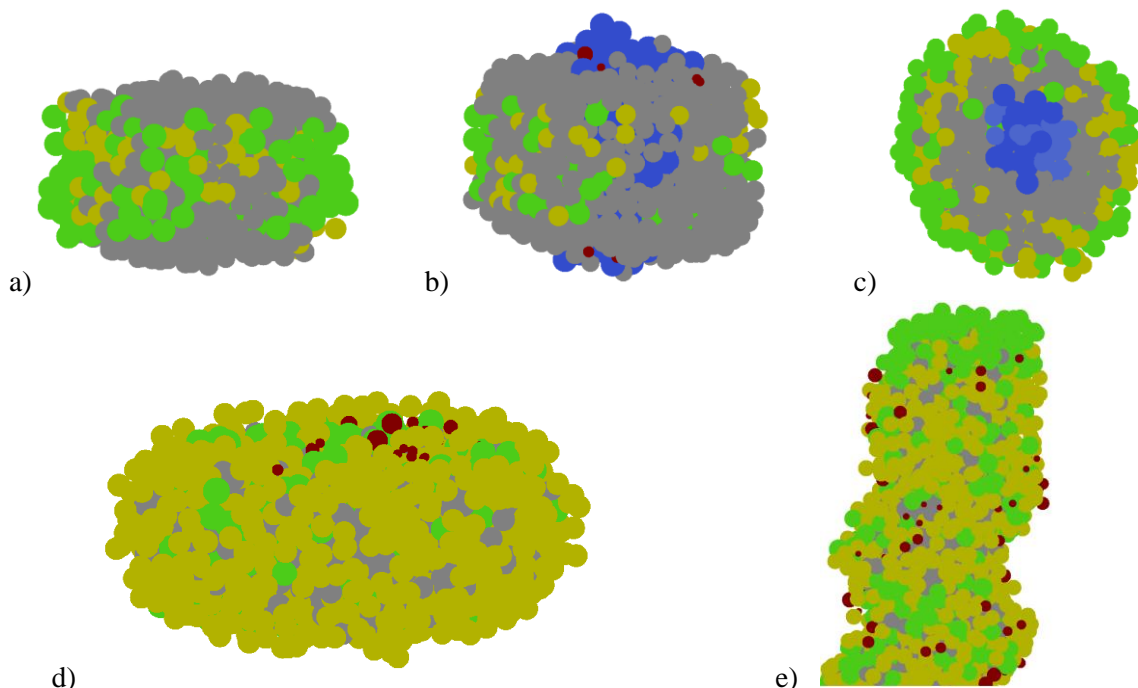


Obrázek 1: Regulace velikosti a celkového počtu buněk signálními drahami (a), zjednodušený vývojový diagram popisující algoritmus výpočtu modelu (b)

4 DOSAŽENÉ VÝSLEDKY

Výstupem modelu je v okně zobrazená buněčná kolonie (Obrázek 2) s barevným označením buněk. Šedě zbarvené buňky jsou ve fázi G_0 , žlutě zbarvené ve fázi G_1 a zeleně jsou označeny buňky ve fázích S, G_2 a M. V případě apoptózy buněk z důvodu poškození toxiny nebo nedostatkem živin jsou tyto buňky zbarveny červeně a po nastavené době jsou ze simulace vymazány. Rakovinné buňky jsou ve všech fázích buněčného cyklu označeny odstínem modré. Po několika iteracích dochází v závislosti na nastavení modelu ke stabilizaci kolonie a počet nově se dělících zdravých buněk se snižuje. K nejvýraznější inhibici dělení a následnému přechodu buněk do fáze G_0 dochází uprostřed kolonie z důvodu vysokého počtu vzájemných dotyků a omezeného prostoru pro další růst. V živé tkáni je tímto způsobem regulován celkový počet buněk a výsledná velikost orgánů [4]. U rakovinných buněk je tato regulace inhibována a dochází k jejich dalšímu dělení (Obrázek 2b). Nej-

větší aktivita zdravých buněk je pozorovatelná na okraji kolonie (Obrázek 2c), kde jsou nejpříznivější podmínky pro růst buněk. Obrázek 2e znázorňuje kolonii buněk rostoucích v okolí cévy, jejíž tvar byl pro účely simulace upraven na spirálu.



Obrázek 2: Prostorově omezená kolonie buněk s nádorovou buňkou a tumor-supresory (a) a bez supresorů se stejným nastavením (b); řez prostorově neomezenou simulací tumoru bez omezení živin (c); prostorově neomezená kolonie s omezením živin s plošným modelem (d) a s modelem cévy (e) bez simulace tumoru.

5 ZÁVĚR

Vytvořený program umožňuje spouštět simulaci modelu růstu buněk a následně graficky zobrazovat rostoucí buněčnou kolonii. Implementací signálních drah do modelu lze simulovat odezvu buněk na konkrétní látky v okolí a vizualizovat tak životaschopnost jednotlivých buněk. Změnou parametrů buněčného cyklu u některých buněk je možné vytvářet mutace a následně sledovat neřízený růst těchto nyní již rakovinných buněk. Program tak může být po přizpůsobení konkrétním účelům využit pro studium invazivity nádorů a chování buněk v nepříznivých podmínkách.

REFERENCE

- [1] LODISH, H.F. Molecular cell biology: Overview of the Cell Cycle and Its Control. 4th ed. New York: W.H. Freeman and Company, 2000.
- [2] Cell cycle - Homo sapiens (human). KEGG PATHWAY [online]. 2016 [cit. 2017-03-05]. Dostupné z: http://www.genome.jp/kegg-bin/show_pathway?hsa04110.
- [3] CROLL, Tristan I., Silke GENTZ, Kilian MUELLER, Malcolm DAVIDSON, Andrea J. O'CONNOR, Geoffrey W. STEVENS a Justin J. COOPER-WHITE. Modelling oxygen diffusion and cell growth in a porous, vascularising scaffold for soft tissue engineering applications. *Chemical Engineering Science*. 2005, **60**(17), str. 4924-4934.
- [4] MENG, Z., MOROISHI, T. a GUAN, K.L. Mechanisms of Hippo pathway regulation. *Genes*. 2016, 30(1), 1-17. DOI: 10.1101/gad.274027.115.

THE ACQUISITION SYSTEM FOR ELECTROGRAM RE-CORDING

František Fajmon

Master Degree Programme (2), FEEC BUT

E-mail: xfajmo01@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Oto Janoušek

E-mail: Janouseko@feec.vutbr.cz

Abstract: This article deals with ECG acquisitions and analysis for laboratory studies. Proposed algorithms are realized in Matlab and Arduino workspace. Output this project is device for acquisitions ecg from isolated rodent heart.

Keywords: ECG, Arduino, Pan – Tompkins

1. ÚVOD

Elektrokardiogram je základní neinvazivní metoda pro měření elektrické aktivity srdečního svalu. Uplatnění metody je možné nalézt v medicínské praxi a výzkumu. V medicínské praxi slouží elektrokardiogram jako jeden z hlavních faktorů pro odhalení ischemické choroby srdeční. Ve výzkumu jsou zkoumány vlivy nejrůznějších léčiv na převodní systém srdce. V případě této práce bude rozebráno konstrukční řešení systému pro měření elektrokardiogramu na izolovaném srdci hlodavce. Dále zde bude popsán algoritmus akvizice elektrokardiogramu a algoritmus pro výpočet tepové frekvence.

2. NÁVRH SYSTÉMU

Jak již bylo zmíněno v úvodu projekt se zabývá návrhem akviziční jednotky pro laboratorní snímání elektrokardiogramu na izolovaném srdci hlodavce. Hlodavci se obecně vyznačují vyšší klidovou tepovou frekvencí než člověk, například klidová tepová frekvence králíka domácího je 250 tepů za minutu. Vzhledem k požadavkům snímání izolovaného srdce s vysokou tepovou frekvencí je nutné akviziční jednotku přizpůsobit.

2.1. AKVIZIČNÍ JEDNOTKA

Pro řešení akvizičního systému byla využita platforma Arduino UNO, která je založena na osmi bitovém mikroprocesoru Atmel328, který obsahuje desetibitový analogově digitální převodník. Analogově digitální převodník disponuje maximální vzorkovací frekvencí 10kHz. Arduino zde slouží jako řídicí a akviziční jednotka. Dále byl použit EKG shield od bulharské firmy Olimexino, který slouží jako zesilovač EKG signálu. EKG shield pracuje ve frekvenčním rozmezí od 0.16 Hz do 40 Hz, zesílení signálu je možné zvolit 200 x – 3590 x. Přenos dat do počítače je realizován pomocí bluetooth modulu HC – 05, nebo pomocí USB sběrnice. Bluetooth komunikuje s PC pomocí protokolu SPP, který je ekvivalentem klasické RS 232 linky.

Analogově digitální převodník je desetibitový. Referenční napětí je nastaveno na 3V, vzorkovací frekvence byla vzhledem k experimentálnímu použití nastavena na 1000 Hz. Vzhledem k takto vysoké frekvenci bylo nutné nastavit vyšší přenosovou rychlost. Přenosová rychlost byla vypočítána dle rovnice (1). Za proměnou F_{vz} je dosazena vzorkovací frekvence a za počet bitů je dosazen počet bitů potřebných k přenesení jednoho vzorku. Z teorie je patrné, že k přenesení jednoho desetibitového vzorku pomocí RS232 protokolu je nutné 20 bitů resp. 40 bitů. Další 20 bitů slouží pro přenos

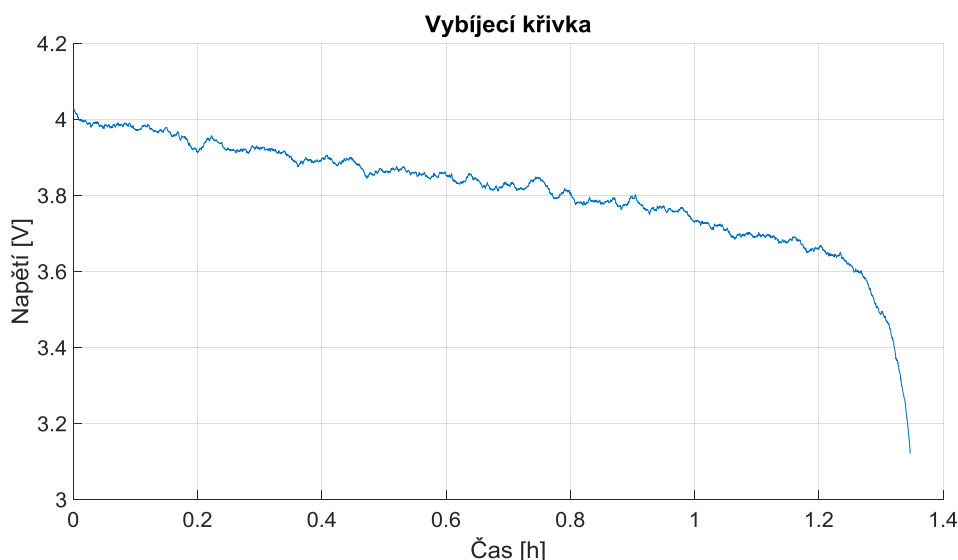
příkazu CR/LF. Tento příkaz znamená návrat tiskové hlavy a posun na nový řádek. Příkaz dále slouží k synchronizaci datového toku mezi oběma stranami. Pokud jsou tyto hodnoty dosazeny do rovnice (1) vychází minimální přenosová rychlost na 40000 baudů. Z definice sériové linky je nejbližší definovaná přenosová rychlost 56000 baudů, která splňuje podmínku přenosové rychlosti. V případě tohoto projektu byla použita nejvyšší povolená přenosová rychlost standardu 115200 baudů. Tato rychlost zde byla použita z důvodu případné nutnosti zvýšit vzorkovací frekvenci nebo doplnění monitorování stavu baterie.

$$Baud = Fvz * \text{počet bitů} [Baud] \quad (1)$$

2.2. NAPÁJENÍ

Napájení modulu je řešeno pomocí klasické powerbanky, která byla modifikována pro snímání stavu baterie následujícím způsobem. U powerbanky je na datové vstupy přivedeno napětí z baterie, které slouží pro detekci úrovně nabití. Na straně arduina je použit klasický konektor USB – B, jehož datové výstupy jsou vedeny přes odporový dělič do analogového vstupu A1. Napájecí výstupy konektoru jsou vedeny do napájecího konektoru Arduina. Napětí plně nabité baterie je 4.1V elektronika obsažená v powerbance odpojuje zátěž při napětí baterie 3V. Vybíjecí křivka baterie je na Obr.1. Vzhledem k referenčnímu napětí A/D převodníku, které je nastaveno na 3V, je nutné použít již zmíněný odporový dělič. Hodnoty rezistorů byly vypočítány dle rovnice pro výpočet nezatíženého děliče dle rov 2. Hodnoty rezistorů $R_2 = 290k\Omega$ a $R_1 = 100k\Omega$. Při hodnotě vstupního napětí $U_{vst} = 4.1V$ je výstupní $U_{výst} = 3V$.

$$U_{výst} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} * U_{vst} \quad (2)$$



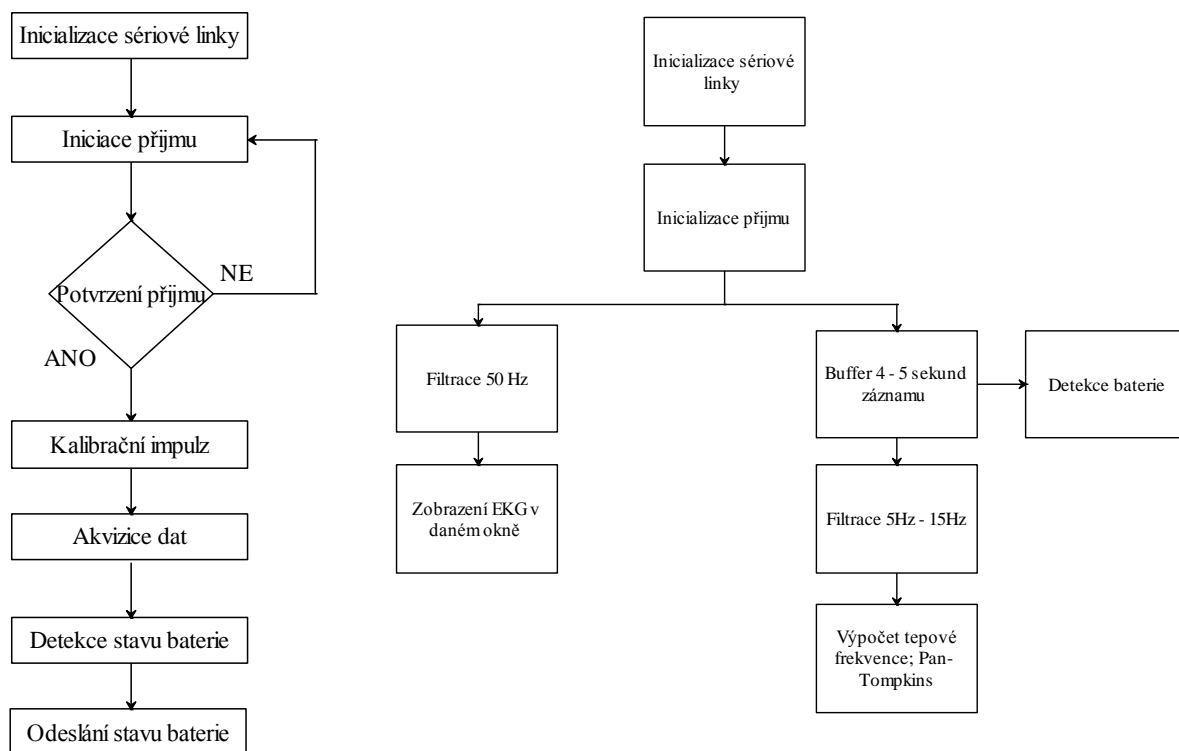
Obrázek 1: Vybíjecí křivka

Tato vybíjecí křivka je v podobě tabulky implementována v programu, který na základě napětí baterie vypočítává její zbývající kapacitu a odhaduje zbývající čas provozu zařízení.

2.3. PROGRAMOVÉ VYBAVENÍ

Programové vybavení zařízení je složeno z programu pro mikroprocesor a hlavního programu v PC pro vyhodnocení elektrokardiogramu. V době psaní této práce dochází k programovým změnám obou programů. Blokové schéma programu pro mikroprocesor je na Obr. 2 vlevo, blokové schéma běhu hlavního programu je na Obr.2 vpravo. Nejprve proběhne inicializace sériové linky a příjmu na obou zařízeních. Následně se vyšle kalibrační impuls, který slouží ke škálování měřítka osy y. Následuje akvizice dat, kdy se posílají jednotlivé vzorky. Signál je v počítači filtrován pásmovou zadrží s mezním kmitočtem 50Hz. Následuje zobrazení EKG signálu v uživateli zvoleném okně, které

slouží pro jeho přiblížení a případné nahrávání. Do vstupní vyrovnávací paměti je nahrán úsek 4 až 5 sekund EKG záznamu. Z tohoto úseku je vyhodnocena tepová frekvence pomocí algoritmu Pan – Tompkins. Z důvodu nedostatečné přenosové kapacity navzdory maximální přenosové rychlosti není možné přenášet současně stav baterie a elektrokardiogramu se shodnými parametry přenosu. Je proto nutné vždy na konci okna záznamu vynechat jeden vzorek ekg signálu a nahradit jej hodnotou odpovídající stavu baterie.



Obrázek 2: Bloková schémata programů

3. ZÁVĚR

Tato práce se zabývá návrhem akvizičního systému pro snímání elektrokardiogramu na izolovaném srdci hlodavce. Toto zařízení bude využíváno v reálném provozu pracovníky Masarykovy univerzity. Z tohoto důvodu je kladen důraz na maximální stabilitu systému a uživatelskou přívětivost.

REFERENCE (ANGLICKY = REFERENCES)

- [1] Základní charakteristiky. *Abeceda baterií a akumulátorů* [online]. Praha: BATTEX, 2008 [cit. 2016-12-25]. Dostupné z: <http://www.battex.info/hermeticke-akumulatory/li-akumulatory/zakladni-charakteristiky>
- [2] MALMIVUO, Jaakko a Robert PLONSEY. *Bioelectromagnetism: principles and applications of bioelectric and biomagnetic fields* [online]. New York: Oxford University Press, 1995, xxii, 482 p. [cit. 2016-11-18]. ISBN 01-950-5823-2. Dostupné z: <http://www.bem.fi/book/>
- [3] Sériová linka RS-232. *Vyvoj.hw.cz* [online]. Praha, 2005 [cit. 2016-11-27]. Dostupné z: <http://vyvoj.hw.cz/rozhrani/hw-server-predstavuje-seriova-linka-rs-232.html>

ACQUISITION AND CLASSIFICATION OF MOTION

Petra Tichá

Master Degree Programme (2), FEEC BUT

E-mail: xticha02@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Oto Janoušek

E-mail: janouseko@feec.vutbr.cz

Abstract: This article deals with the acquisition and classification of human movement using accelerometer and gyroscope data. First part of the work summarizes the design and implementation of the acquisition system and its placement on the body of the measured person. Second part describes classification of accelerometer and gyroscope data (recorded using the acquisition system) on the three basic types of movement – sitting, walking and running. Classification algorithm is realized in Matlab workspace.

Keywords: Acquisition and classification of movement, accelerometer, gyroscope, Arduino, Matlab

1. ÚVOD

Analýza pohybu lidského těla a jeho jednotlivých částí má velký význam ve sportovní a rehabilitační medicíně, kde slouží jako prostředek k odhalení onemocnění a patologických stavů. Ve sportu je významným prostředkem k ověření realizace či správnosti provedení určitého druhu pohybu nebo cviku. Systémy pro hodnocení pohybu lidského těla jsou technologicky zvládnuté, ale jejich využití je limitováno absencí spolehlivé a robustní metody klasifikace pohybu.

Cílem je klasifikace tří základních pohybů – sedu (stoje), chůze a běhu. Půjde tedy o rozlišení, kdy byla měřená osoba v klidu a kdy v pohybu. Pohyb bude dále rozdělen na chůzi a běh.

2. NÁVRH A REALIZACE AKVIZIČNÍHO SYSTÉMU

K akvizici dat byly zvoleny dvě metody sloužící k analýze pohybu. Prvním z nich je akcelerometrie, která měří lineární zrychlení a převádí jeho hodnotu na elektrické napětí. Rozlišujeme dva druhy zrychlení. Změnou rychlosti pohybu (senzoru či objektu s připevněným přístrojem) nebo vibrací akcelerometru vzniká zrychlení dynamické. Měřením tohoto zrychlení lze analyzovat směr, kterým se objekt pohybuje. Druhé, statické zrychlení, je důsledkem tíhového působení země. Základní jednotkou, ve které měření pomocí akcelerometru probíhá, je vzdálenost vydělená druhou mocninou času. Nejčastěji m/s^2 . Další způsob vyjádření je s použitím tíhového zrychlení na povrchu Země $g = 9,81 \text{ m/s}^2$. Hodnota 1 g tedy odpovídá rychlosti $9,81 \text{ m/s}^2$. Druhou metodou, která je využita k analýze pohybu, je měření úhlové rychlosti pomocí gyroskopu. Jednotkou je stupeň za sekundu ($^\circ/\text{s}$).

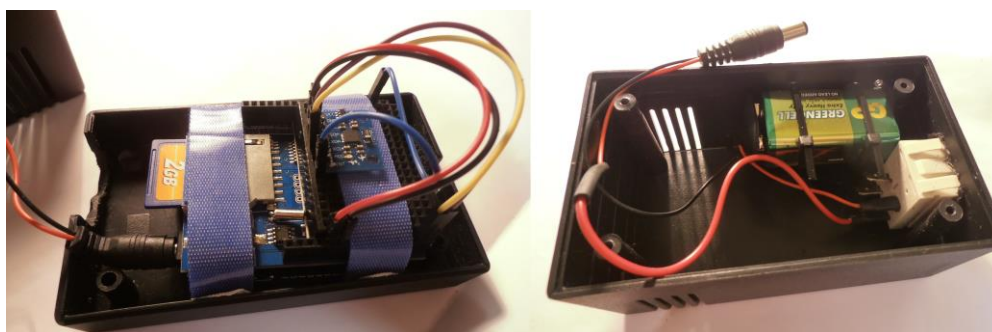
K návrhu a realizaci akvizičního systému bylo zvoleno Arduino Uno. Hlavní komponentou této vývojové desky je mikroprocesor ATmega328 firmy Atmel. Komunikaci mezi čipem a počítačem zajišťuje USB sériový převodník. Dále je na desce k dispozici 14 pinů, které mohou být použity jako vstupy nebo výstupy. Jejich pracovní napětí je 5 V. Každý pin může poskytnout nebo přijímat proud o velikosti 20 mA (horní limit na každém pinu je 40 mA, aby se zabránilo trvalému poškození mikrokontroleru).

K záznamu zrychlení a natočení měření osoby byl využit MEMS akcelerometr a MEMS gyroskop, oba umístěné na jednom čipu IvenSence MPU-6050. Akcelerometr je velmi přesný, protože posky-

tuje 16 bitový analogově-digitální konverzní převodník pro každý kanál. Simultánně zaznamenává kanály X, Y i Z. Plný rozsah stupnice je programovatelný uživatelem (pro gyroskop: +/- 250, +/- 500, +/-1000 a +/-2000 °/s, pro akcelerometr: +/- 2 g, +/- 4 g, +/- 8 g nebo +/- 16 g).

Obvodové řešení bylo sestaveno na Data Logger Shield (Deek Robot Data Logging Shield V1.0), který umožňuje k deskám Arduino přidat datové úložiště ve formě SD karty s gigabyty úložného prostoru. Výhodou je snadné zapojení s deskou Arduino – stačí jej na ni jen nasadit.

Kvůli manipulaci byl hardware umístěn do krabičky. Pro snazší manipulaci bylo zvoleno připevnění Arduina se shieldem pomocí suchých zipů, které zároveň slouží jako podložení Arduino desky. Díky tomu je zabráněno poškození kontaktů na její spodní straně. Vytvořen byl také otvor pro připojení desky k PC bez nutnosti vyjímání desky z krabičky. Do vrchního dílu krabičky byla stahovací pásky upevněna baterie pro externí napájení a umístěno tlačítko, které slouží k zapínání a vypínání zařízení (viz **Obrázek 1**).



Obrázek 1: Spodní a vrchní díl krabičky hardwaru

Protože hodnoty (naměřené akvizčním systémem v klidovém stavu) neodpovídaly teoretickým hodnotám (osy byly posunuty), musela být provedena kalibrace senzoru. K tomuto účelu byl využit program nainstalovaný spolu s knihovnou MPU6050. Program pro akvizici dat byl vytvořen v programovém prostředí Arduino IDE. Obsahuje bloky, které slouží k připojení potřebných knihoven (nutných ke komunikaci mezi zařízeními a funkčnosti senzoru), definici proměnných, do kterých se budou ukládat hodnoty ze senzoru, nastavení sériové komunikace a inicializaci připojených komponentů (SD karty a senzoru). V dalších blocích dochází ke čtení dat ze senzorů a jejich zápisu do vytvořeného textového souboru společně s časovou značkou.

2.1. TESTOVÁNÍ AKVIZIČNÍHO SYSTÉMU

Kvůli předpokládané velikosti zařízení, druhům měřených pohybů a měření lidského těla jako celku bylo zvoleno umístění krabičky s akvizčním zařízením na zádech v oblasti odpovídající obratlům Th9-Th10. Fixaci krabičky zajišťují popruhy, které jsou navrženy takovým způsobem, aby se zabránilo pohybu přístroje vůči měřené osobě.

K ověření funkčnosti akvizčního zařízení bylo provedeno testování a vizuální porovnání s daty naměřenými chytrým telefonem pomocí aplikace Sense-it. Akcelerometrické i gyroskopické signály odpovídaly teoretických předpokladům a akvizčním systémem naměřená data se velmi podobala datům získaných pomocí chytrého telefonu.

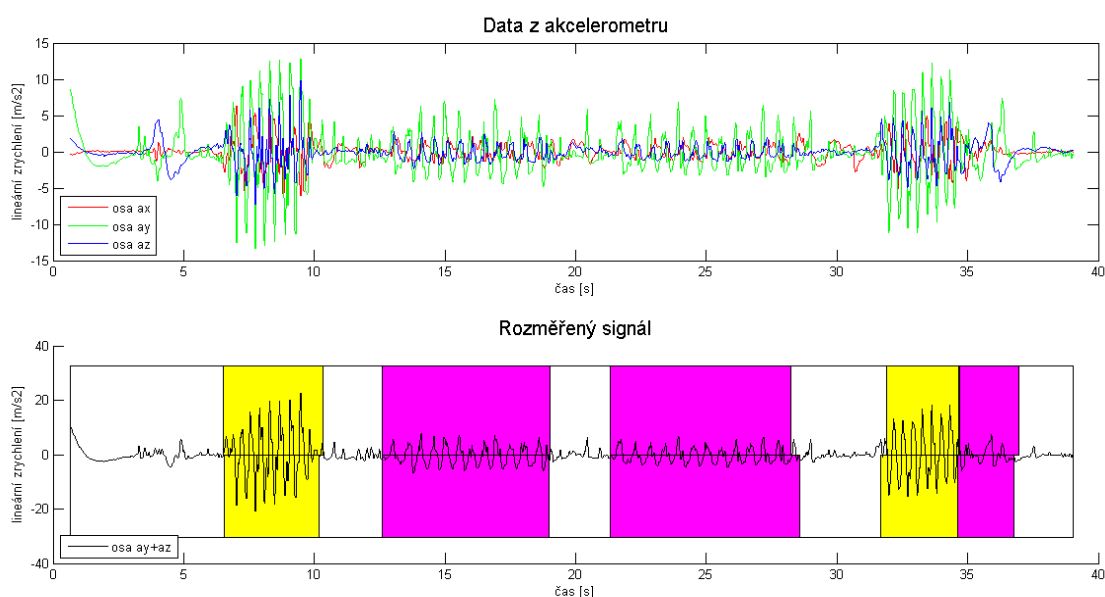
3. ALGORITMUS KLASIFIKACE POHYBU

V rámci úpravy dat bylo nutné odstranit vliv tíhového pole země ve všech akcelerometrických osách. K tomuto účelu byl použit filtr typu horní propust s mezní frekvencí 0,3 Hz. Následovala filtrace mediánovým filtrem s oknem velikosti 3 vzorky k potlačení šumu.

Protože se v případě běhu a chůze jedná o periodické pohyby, jedním z jejich určujících znaků je frekvence. Pomocí Fourierovy transformace byly potvrzeny teoretické předpoklady a dominantní frekvence odpočinku odpovídala hodnotě kolem 0,5 Hz, chůze 2-2,5 Hz a běhu 3-4 Hz. V časové

doměně jsou tyto rozdíly viditelné sklonem oscilací signálu, což bylo využito při realizaci klasifikačního algoritmu. Jako výchozí signál byl zvolen součet akcelerometrických signálů v ose ay a az , protože si frekvenčně odpovídaly a jejich složením vynikl amplitudový rozdíl mezi úseky signálu náležící odlišným pohybům. Následovala aplikace mediánového filtru (tentokrát s oknem velikosti 13) k vyhlazení signálu.

Pro takto upravený signál byly v rámci klasifikačního algoritmu vypočteny rozdíly okamžitých výchylek vzorků, které spolu sousedí ob jeden vzorek (tzn. pro i a $i+2$ vzorek). V získaném signálu byla nalezena lokální maxima (s minimální vzdáleností 15 vzorků), jejichž lokalizace (v ose odpovídající velikosti rozdílu mezi vzorky) byla upravena opět mediánovým filtrem. Poté bylo na základě prahování rozhodnuto, k jakému pohybu daný pík patří. Z důvodu pomalejšího přechodu mezi odpočinkem a během (není možné ihned dosáhnout pracovní frekvence pohybu) byl předchozí pík (klasifikován jako chůze) zahrnut do intervalu odpovídající běhu. Dosažené výsledky jsou na **Obrázek 2**, kde žluté oblasti (v kladné části osy odpovídající lineárnímu zrychlení) značí úseky, kdy měřená osoba běžela, fialové oblasti značí úseky chůze. Oblasti v záporné části osy mají stejný význam a slouží k porovnání přesnosti klasifikační metody.



Obrázek 2: Naměřená akcelerometrická data a dosažené výsledky klasifikace pohybů

4. ZÁVĚR

Výsledné hodnoty, které určují hranice oblastí měřených druhů pohybu, byly porovnány s ručně odečtenými hodnotami, jejichž přesnost byla dosažena použitím signálů z gyroskopu. Po každém měřeném úseku pohybu došlo během odpočinku k obratu měřené osoby o 180° vlevo a poté až pokračovala v pohybu. Tyto obraty jsou viditelné na gy a gz ose ve formě kladných výchylek. Dosažená průměrná přesnost klasifikace s použitou metodou je 0,161 s pro začátky a 0,187 s pro konce úseků běhu a 0,022 s pro začátky a 0,188 s pro konce úseků chůze.

REFERENCE

- [1] VODA, Zbyšek. *Průvodce světem Arduina*. Bučovice: Martin Stříž, 2015. ISBN 978-80-87106-90-7.
- [2] YANG, Che-Chang a Yeh-Liang HSU. A Review of Accelerometry-Based Wearable Motion Detectors for Physical Activity Monitoring. *Sensors* [online]. 2010, 10(8), 7772-7788 DOI: 10.3390/s100807772. ISSN 1424-8220.

ANALYSIS OF MAIN OTU PICKING METHODS BY BIPARTITE GRAPHS

Marcela Šafářová

Master Degree Programme (2), FEEC BUT

E-mail: xsafar15@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Karel Sedlář

E-mail: sedlar@feec.vutbr.cz

Abstract: Studies of ecosystems containing millions of microbial organisms, so called microbiomes, using DNA sequencing became very popular. The main step involves fast clustering of sequences belonging to the same operational taxonomic units (OTU) that represent the same or taxonomically related organisms. This step, known as OTU picking, can be performed by several techniques and significantly affects the final interpretation of the data. In this paper, a novel R/Biconductor package for microbiome data presentation using bipartite graphs is introduced while its benefits are demonstrated during comparison of 3 OTU picking techniques.

Keywords: bipartite graphs, microbiome diversity, OTU picking

1 ÚVOD

S rostoucími technologickými možnostmi na poli sekvenování roste také zájem o detailnější zkoumání mikrobiomů (souborů mikroorganismů nacházejících se v daném prostředí) a ukazuje se, že jejich rozdílná diverzita může zásadním způsobem ovlivnit vlastnosti ekosystému. Tendence porovnávat jednotlivé mikrobiomy z hlediska diverzity však naráží na problém nedostatečných nástrojů pro jejich analýzu. Tato práce ukazuje, jak je možné pro analýzy využít bipartitních grafů a zaměřuje se na porovnání hlavních metod zpracování mikrobiálních dat.

2 BIPARTITNÍ GRAF

Bipartitní grafy jsou charakterizovány množinou vrcholů V , která může být rozdělena na dvě disjunktní množiny V_1 a V_2 , takovým způsobem, že žádné dva vrcholy ze stejné množiny nejsou spojeny hranou e náležící do množiny hran E bipartitního grafu:

$$V = V_1 \cup V_2, V_1 \cap V_2 = \emptyset \quad (1)$$

$$\forall e = \{u, v\}, e \in E: u \in V_1 \wedge v \in V_2 \quad (2)$$

Disjunktní množiny V_1 a V_2 se také nazývají partyty. Mikrobiální data mohou být snadno rozdělena do dvou partit, a tak efektivně vizualizována pomocí bipartitních grafů. První partita je obvykle tvořena analyzovanými vzorky, druhá partita pak pozorovanými mikroorganismy **Chyba! Nenalezen zdroj odkazů.**

3 IMPLEMENTACE METODY

V programovacím prostředí R byl vytvořen balíček bipartiteOTU, umožňující zpracování a čištění kvantitativních mikrobiálních dat a následnou analýzu pomocí bipartitních grafů. Balíček nabízí také možnost modifikace grafů pomocí váhování hran a uzlů, detekce komunit a barvení vrcholů a hran. Bipartitní grafy mohou být vykresleny přímo v prostředí R nebo uloženy v Graph Modeling Language formátu a importovány do celé řady vizualizačních programů. R balíček je dostupný na www.github.com/safma/bipartiteOTU a jednoduše instalovatelný, včetně zabudované nápovědy, v prostředí R pomocí devtools příkazu `install_github("safma/bipartiteOTU")`.

4 ANALÝZA PROCESU OTU PICKING BIPARTITNÍMI GRAFY

Velmi důležitým krokem analýzy jakýchkoliv mikrobiálních dat je proces porovnávání čtení ze sekvenátoru a jejich shlukování na základě podobnosti do tzv. OTU (operačních taxonomických jednotek), které obvykle reprezentují jednotlivé mikroorganismy. Postup se nazývá OTU picking a existuje ve třech hlavních podobách:

- *De novo* OTU picking – Výpočetně nejnáročnější metoda, čtení jsou porovnávána mezi sebou a na základě podobnosti přiřazována do shluků.
- Closed reference OTU picking – Výpočetně nejméně náročná metoda, čtení jsou porovnávána s referenční databází a přiřazována na základě podobnosti k sekvencím v databázi. Čtení, která nesplňují kritéria pro přiřazení k referenčním sekvencím, jsou z dalšího zpracování vyřazena.
- Open reference OTU picking – čtení jsou porovnávána s referenční databází, avšak sekvence, které nebyly spárovány s referenčními sekvencemi, nejsou vyřazeny, ale shlukovány *de novo* mezi sebou.

OTU picking metody byly srovnány pomocí testovacího datasetu mikrobiomů vyizolovaných z vody využívané k přepravě ryb. Dataset byl publikován v [2]. Jednotlivá čtení byla získána pyro-sekvenováním V3/V4 variabilních regionů 16S rRNA genu. Tato data byla prostřednictvím platformy QIIME [3] a výpočetních serverů MetaCentra zpracována zvláště closed reference, open reference metodou a *de novo* metodou, u které byly výsledné shluky dodatečně porovnány s databází, aby bylo možno získaná data srovnat mezi sebou. Ve všech případech byla jako referenční databáze volena Greengenes 13_8 a shlukovací algoritmus uclust. Jako práh podobnosti pro přiřazení do shluků byla volena hranice 97 %. Výsledky byly pro vizuální analýzu zpracovány do podoby bipartitních grafů.

5 VÝSLEDKY

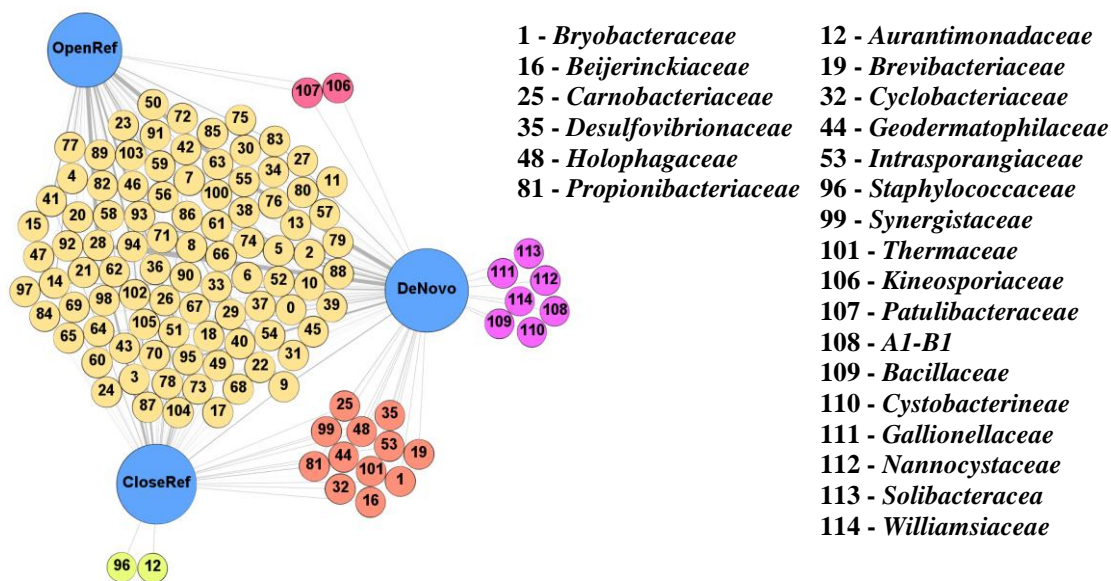
Napříč OTU picking metodami byly zaznamenány rozdíly v celkové detekované mikrobiální diverzitě vzorků. Přičemž odlišnosti ve výsledcích najdeme již na taxonomické úrovni kmene. Zatímco pomocí open reference OTU picking bylo nalezeno 16 mikrobiálních kmenů, přístup closed reference a *de novo* picking jich detekoval 19. Jak je patrné v **Chyba! Nenalezen zdroj odkazů.**, rozdíly ve výsledné diverzitě narůstaly s konkrétnějším taxonomickým zařazením. Obrázek 1 ukazuje odlišnosti v dosažené diverzitě na úrovni čeledi. OTU jsou rozděleny do pěti barevně odlišených komunit na základě příslušnosti k jednotlivým OTU picking metodám. Získaná nižší diverzita open reference metody je zapříčiněna odlišnými defaultními parametry. Open reference totiž využívá prahování a odstraňuje OTU tvořená jediným čtením. Na úrovni taxonomických čeledí se toto nastavení projevilo například potlačením čeledi *Staphylococcaceae* s počtem 11 čtení nalezených closed reference metodou.

OTU picking metoda	shluky	Nová OTU	Celkový počet čtení	Nalezené taxonomické kategorie						
				říše	kmen	třída	řád	čeleď	rod	druh
<i>De novo</i>	4149	921	56661	1	19	38	63	113	185	51
Open reference	2596	276	53740	1	16	31	56	94	134	45
Closed reference	1410	0	30345	1	19	37	62	106	194	89

Tabulka 1: Srovnání výsledků získaných *de novo*, open reference a closed reference picking OTU metodou

Metody se také lišily v počtu nově detekovaných OTU. Z podstaty closed reference přístupu vyplývá, že nemůže detekovat žádné nové OTU a rovněž celkový počet zpracovaných čtení je nižší,

neboť čtení, která nemohou být spárována s referencí, jsou z datasetu vyřazena. Naproti tomu open reference přístup vytvořil 276 nových OTU a *de novo* metoda dokonce 921.



Obrázek 1: Taxonomické čeledi nalezené closed reference, open reference a *de novo* OTU picking metodami.

6 ZÁVĚR

Analýza OTU picking procesu, nezbytného kroku mikrobiálních studií, ukázala, že existují značné rozdíly ve výstupních datech získaných *de novo*, closed reference a open reference metodami. Rozdíly se projevují nejen v celkovém počtu zpracovaných čtení a nalezených taxonů, ale také v počtu nových OTU, ke kterým nemohlo být přiřazené žádné taxonomické určení. Tuto skutečnost je třeba zohlednit zejména při srovnávání výsledků z více studií, neboť nezohlednění OTU picking metody může způsobit milnou interpretaci výsledků.

K analýze bylo využito navrženého R balíčku pro tvorbu bipartitních grafů z kvantitativních mikrobiálních dat. Vizualizace pomocí bipartitních grafů je přehledná a výpočetně nenáročná metoda, která umožňuje nahlédnout do složení jednotlivých mikrobiomů a tím je lépe porovnat mezi sebou.

PODĚKOVÁNÍ

Poděkování patří MetaCentru VO za poskytnutí výpočetních a úložných kapacit, díky nimž mohl být tento projekt zrealizován.

REFERENCE

- [1] SEDLAR, Karel, et al. Bipartite graphs for metagenomic data analysis and visualization. In: *Bioinformatics and Biomedicine (BIBM), 2015 IEEE International Conference on*. IEEE, 2015. p. 1123-1128.
- [2] GERZOVA, Lenka, et al. Characterization of microbiota composition and presence of selected antibiotic resistance genes in carriage water of ornamental fish. *PloS one*, 2014, 9.8: e103865.
- [3] CAPORASO, J. Gregory, et al. QIIME allows analysis of high-throughput community sequencing data. *Nature methods*, 2010, 7.5: 335-336.

IDENTIFICATION OF GENETIC HETEROGENEITY IN SEQUENCING DATA

Vojtěch Bartoň

Master Degree Programme (1), FEEC BUT

E-mail: xbarto80@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Denisa Maděránková

E-mail: maderankova@feec.vutbr.cz

Abstract: This paper describes the preparation of data obtained from Illumina sequencing platform to analyze low frequency genetic changes within population of *Treponema* strains, i.e. DNA heterogeneity. A method of characterization of raw sequencing data is proposed. The method includes data filtering to achieve better quality of the collected data and calculation of parameters determining which ones of the DNA changes should be considered as heterogeneity.

Keywords: genetic heterogeneity, sequencing, reads quality

1. ÚVOD

Výskyt genomové heterogenity (zahrnující bodové mutace, indely a mobilní elementy jako plasmidy a fágy) je známý u kmenů mnoha patogenních bakterií. Heterogenní oblasti mohou přispívat k obraně vůči imunitní reakci hostitelského organismu, případně reprezentují adaptivní změny jako reakci na různorodé prostředí infikovaného organismu a jeho části. Identifikace heterogenních oblastí je důležitým krokem ke studiu infekčních mechanismů, šíření infekce, imunitních reakcí a identifikaci kmenových subpopulací [1].

V této práci popisují způsob identifikace heterogenity ze sekvenčních dat genomů bakterií rodu *Treponema*. Tento rod zahrnuje několik nekultivovatelných lidských a zvířecích patogenů způsobujících syfilis, endemický syfilis nebo frambézii. Ze vzorků nakažených hostitelů byla odhalena přítomnost různých subpopulací u jednoho hostitele, projevujících se například jako rezistentní vůči fagocytóze. Genetická diverzita uvnitř jednotlivých kmenů byla objevena v genech z *tpr* rodiny. Předmětem výzkumu je hledání dalších heterogenních úseků.

2. PŘÍPRAVA DAT

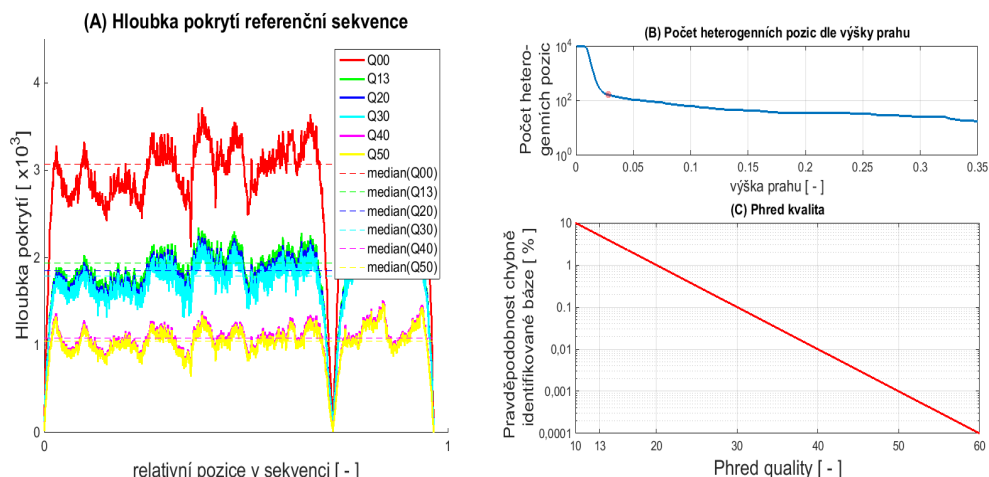
Genom *Treponmy pallidum subsp. pallidum* byl osekvenován metodou pooled sequencing, kdy je celý genom rozdělen do několika menších částí – poolů tak, aby vzájemně podobné geny ležely v jiných sekvenovaných částech. Takovéto rozdělení na pooly odstraní nejednoznačnost identifikace původu sekvence čtení (jednotlivé osekvenované subsekvence). Pooly jsou výhodné i z hlediska rozdělení velmi objemného datového souboru (desítky GB textových souborů) do několika menších, lépe zpracovatelných souborů.

Jednotlivé pooly se vzájemně překrývají, protože pokrytí genomu jednotlivými čteními bývá výrazně nižší na začátku a na konci sekvenovaného řetězce. Při sestavení celého genomu se pak použijí čtení z obou překrývajících se částí poolů a tím dojde k navýšení počtu čtení v oblasti.

2.1. SESTAVENÍ GENOMU

K sestavení sekvenačních dat zahrnujících přes 20 miliónů čtení je používán BWA aligner [2] s algoritmem MEM, který je vhodný pro použití na data z platformy Illumina. Genom se sestavuje vůči referenční sekvenci. Po namapování čtení k referenci jsou ze souboru odstraněny veškerá nepou-

žitá (nenamapovaná) čtení. Dále jsou identifikovány potenciální PCR duplikovaná čtení a tyto kopie jsou také odstraněny. Data z jednotlivých poolů je třeba sloučit do jednoho souboru a konsolidovat oblasti spadající do překrývajících se částí jednotlivých poolů. Po prvotní filtraci dostáváme soubor asi 19 miliónů subsekvencí, čítajících přes 2 miliardy čtení jednotlivých pozic.



Obrázek 1: Hloubka pokrytí sekvence (A), počet nalezených pozic dle výšky prahu (B), Phred kvalita (C).

2.2. SKÓRE PHRED KVALITY

Phred skóre je vyjádřením kvality identifikace nukleobází z automatického sekvenátoru. Původně byl tento systém měření kvality vytvořen pro Human Genome Project, poté se však široce rozšířil a je používán většinou automatických sekvenačních technik, pro stanovení kvality získaných sekvencí.

Phred kvalita Q je logaritmickou závislostí pravděpodobnosti P , že měřená nukleobáze je určena chybně. Závislost ukazuje obrázek 1(C).

$$Q = -10 \cdot \log_{10} P \quad (1)$$

2.3. ANALÝZA KVALITY SOUBORU

Kvalitu sestaveného souboru hodnotíme z několika hledisek. Prvním hodnoceným parametrem je délka osekvenované části kompletního genomu. V ideálním případě 100 %, vzhledem k "N" (neurčitým) bázím v referenci (z důvodu vysoce variabilní *tprK* oblasti genomu, pro kterou nebyla získána referenční sekvence) nelze hodnoty 100 % dosáhnout. Snažíme se však k této hodnotě přiblížit, aby bylo možné nalézt v ideálním případě veškeré heterogenní oblasti genomu. V našem analyzovaném genomu dosahujeme hodnoty 99,98 %.

Dalším hodnoceným parametrem je kvalita určení původu (namapování) jednotlivých sekvencí čtení. Kvalita je udávána v Phred skóre. Vzhledem k poměrně dlouhým čtením (průměrně 118 ± 12 nt) je jejich původ určen poměrně přesně a jejich Phred kvalita se pohybuje nad hodnotou Q50, což považujeme za více než dostačující, neboť máme jistotu, že je dané čtení namapováno správně s pravděpodobností vyšší jak 99,999 %.

Kromě délky osekvenované části genomu je důležitá i hloubka jeho pokrytí. Pojmem hloubka pokrytí zde rozumíme počet čtení, které pokrývají danou oblast osekvenovaného genomu. V našem případě sledujeme počet čtení jednotlivých nukleotidů referenčního řetězce. Čím vyšší hloubka pokrytí, tím lepší statistická podpora pro stanovení heterogenních oblastí.

Dalším hodnoceným parametrem je kvalita čtení jedné referenční báze v jednotlivých subsekvencích [3]. Závislost hloubky pokrytí na kvalitě čtení této pozice u části analyzovaného genomu je zobrazena na obrázku 1(A). Vzhledem k povaze heterogenity, která se vyskytuje i ve velmi malém procentu populace, jsou do další analýzy zahrnuty jen ta čtení pozice, která mají chybovost mini-

málně o řád nižší, tedy minimálně Q30 (chybovost 0,1 %), lépe však až Q50 (chybovost 0,001 %). Tímto dojde k vyřazení až 65 % čtení a hloubka pokrytí se sníží v mediánu z 1 745 na 613. Z původních 2 miliard čtení jednotlivých pozic pracujeme dále jen s 800 milióny vysoce kvalitními čteními jednotlivých pozic.

3. STANOVENÍ HETEROGENNÍCH OBLASTÍ

Pro označení oblasti jako heterogenní jsme stanovili následující podmínky. Za prvé, pokrytí oblasti musí být aspoň 50 bází, aby byla zaručena dostatečná statistická podpora pro vyslovení závěru. Za druhé, výskyt dominantní báze je menší nebo roven 99 % pokrytí pozice. Od hodnoty 99 % a výše považujeme danou pozici za silně konzervovanou. Za další, alternativní báze je podpořena alespoň 8 bázemi, abychom mohli vyloučit falešně pozitivní čtení alternativní báze na dané pozici, způsobené chybou v sekvenování. A nakonec výskyt alternativní alely je vyšší jak stanovený práh. Závislost počtu pozic označených jako heterogenní na zvolené výšce prahu ukazuje obrázek 1(B). Prudký nárůst počtu pozic v levé části grafu je zřejmě způsoben vyšším zastoupením náhodných mutací nebo chybou sekvenování. Práh určíme buď okometricky tak, aby nebylo zahrnuto prudké stoupání v levé části grafu, nebo jej určujeme výpočtetně jako hodnotu, kdy jeho následující snižování o jednu tisícinu způsobí nárůst počtu pozic označených jako heterogenní o více než 5 %.

Zjištěné pozice označené jako heterogenní srovnáváme s referenčním genomem a zjišťujeme, zda jde o synonymní, či nesynonymní záměnu a také zda jde o transici, či transverzi, a které proteiny jsou případnou změnou zasázeny.

4. ZÁVĚR

Byl představen navržený způsob předzpracování a filtrace surových sekvenačních dat pro identifikaci heterogenních oblastí genomu *Treponema*. Pro práci se sekvenačními daty bylo použito několik volně dostupných programů (BWA [2], Samtools [3]) a pro další analýzu bylo zvoleno programové prostředí R.

Byly vytvořeny funkce pro extrakci počtu a obsahu jednotlivých čtení referenční sekvence z vcf formátu (variant call format), sloučení jednotlivých poolů, určení dominantní báze, výpočet poziční frekvence výskytu alel a funkce pro filtraci souboru dle zadaných podmínek pro heterogenní oblasti. Dále vznikl skript pro určení zasáženého genu v heterogenních oblastech a určení o jaký druh změny se jedná. Uvedený postup vznikl ve spolupráci s Biologickým ústavem Masarykovy univerzity a lze jej aplikovat pro další analýzu heterogenních oblastí v genomech *treponemálních* kmenů a jejich srovnání.

PODĚKOVÁNÍ

Rád bych zde poděkoval prof. MUDr. Davidu Šmajsovi, Ph.D., z Biologického ústavu Lékařské fakulty Masarykovy univerzity za odborné vedení, čtené konzultace a poskytnutí sekvenačních dat.

REFERENCE

- [1] ČEJKOVÁ, D., M. STROUHAL, S. J. NORRIS, G. M. WEINSTOCK, D. ŠMAJS and M. PICARDEAU. A Retrospective Study on Genetic Heterogeneity within *Treponema* Strains: Subpopulations Are Genetically Distinct in a Limited Number of Positions. *PLOS Neglected Tropical Diseases* [online]. 2015-10-5, **9**(10). DOI: 10.1371/journal.pntd.0004110.
- [2] LI, H. and R. DURBIN. Fast and accurate long-read alignment with Burrows-Wheeler transform. *Bioinformatics* [online]. 2010, **26**(5), 589-595. DOI: 10.1093/bioinformatics/btp698.
- [3] LI, H., B. HANDSAKER, A. WYSOKER, et al. The Sequence Alignment/Map format and SAMtools. *Bioinformatics* [online]. 2009, **25**(16), 2078-2079. DOI: 10.1093/bioinformatics/btp352.

CONTACTLESS LIMB VOLUME MEASUREMENT

Ludmila Zahradníčková

Master Degree Programme (2), FEEC BUT

E-mail: xzahra20@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Jiří Sekora

E-mail: sekora@feec.vutbr.cz

Abstract: Determination of the extent and state of a limb edema is based on information about its current volume. There are a number of methods for volume measurements, but they are time-consuming, expensive or not accurate enough. The aim of the project is to design own device for a contactless limb volume measurement with an ultrasonic module. The whole positioning and scanning system is controlled by a microcontroller.

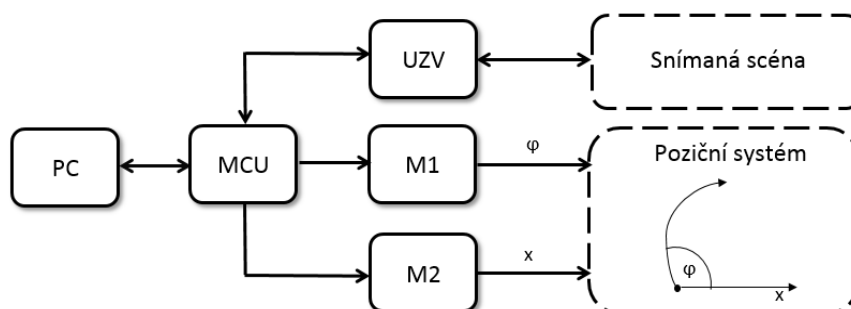
Keywords: Limb edema, positioning system, stepper motor, ultrasonic module, volume measurement.

1 ÚVOD

Určení rozsahu, progresu a regrese edému je možné na základě znalosti objemu postižené končetiny v daném čase. V současnosti je využíváno několik různých metod pro diagnostiku edémů, avšak tyto nejsou zcela vyhovující. Vysoká časová či finanční náročnost jsou nejčastější problémy, se kterými se lze v současné praxi setkat. Proto vzniká požadavek na systém, který by otoky dokázal vyhodnotit s vysokou přesností, za krátký časový úsek a při nižších finančních nákladech. Při použití ultrazvuku mohou být tyto požadavky splněny. Návrh systému sestává z části hardwarové, softwarové a zpracování signálu. Poziční systém má podobu ramene rotujícího kolem končetiny po půlkruhové trajektorii. Na rameni je umístěn ultrazvukový modul (dále jen UZV modul) snímající vzdálenost. Z té jsou následně vypočítány rozměry postižené oblasti.

2 HARDWAROVÁ REALIZACE

Následující blokové schéma znázorňuje jednotlivé komponenty navrhovaného přístroje, jejich vzájemné vazby a funkce:



Obrázek 1: Blokové schéma navrhovaného přístroje.

Hlavní součástí je mikrokontrolér (ve schématu jako MCU), který celý systém řídí a vyhodnocuje získaná data. Zapojení je realizováno na platformě Arduino. Krokové motory (M1, M2) i UZV modul (UZV) jsou s deskou Arduino plně kompatibilní, není tedy nutné použití dalších součástek. Napájení je v testovací fázi projektu řešeno přes USB-C (PC), které zajišťuje také propojení se sériovým monitorem, na němž lze sledovat měřené hodnoty.

2.1 POHYB MĚŘICÍ SOUSTAVY

Navrhovaný přístroj vykonává dva základní pohyby – lineární posun ramene o předem daný počet inkrementů a samotná rotace ramene okolo končetiny, přičemž pro oba pohyby je zásadní možnost dopředného i zpětného chodu. Řízeny jsou unipolárně s polovičním krokem – osmitaktní řízení, což zvyšuje jejich přesnost.

Ovládání motorku z desky Arduino je zajištěno driverem s tranzistorovým polem, který na základě signálu z mikrokontroléru generuje impulzy pro rotor. Ten pak vykonává rotaci dle požadovaného počtu kroků, rychlosti a směru.

2.2 MĚŘENÍ VZDÁLENOSTI

Princip měření vzdálenosti pomocí UZV modulu spočívá v měření časové prodlevy mezi vysláním akustického signálu a přijetím signálu odraženého od překážky – echa. V porovnání s jinými metodami měření vzdálenosti (např. pomocí laseru či IR senzoru) jsou hlavními výhodami využití ultrazvuku především bezpečnost, jednoduchost použití a nízká cena.

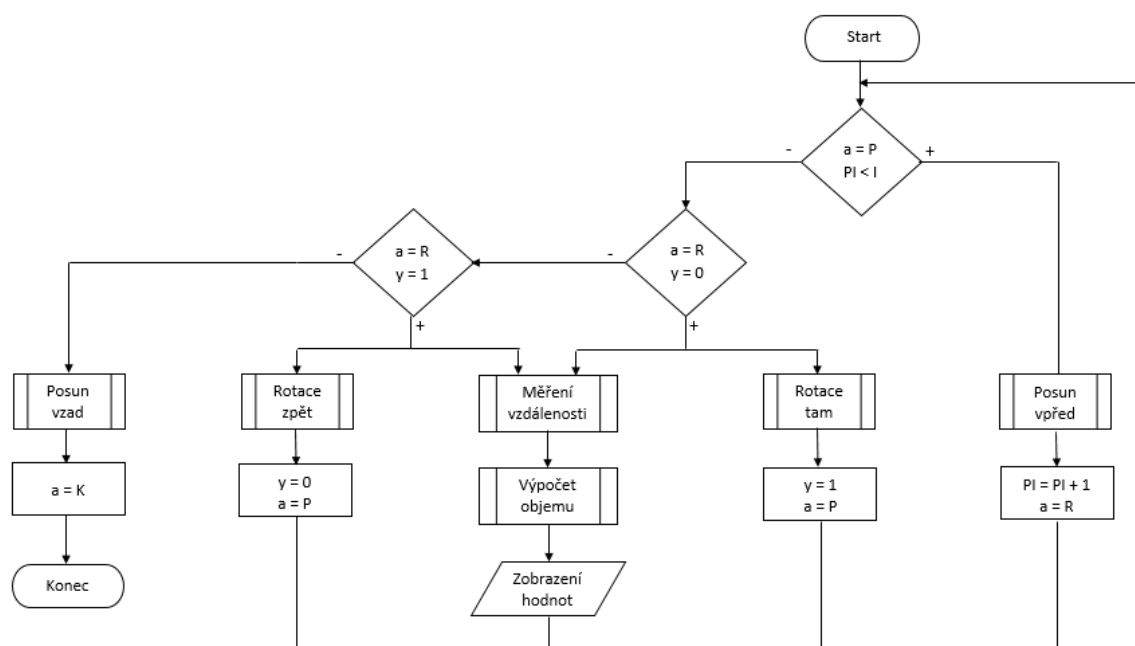
3 SOFTWAREVÉ ŘÍZENÍ

3.1 ŘÍZENÍ POHONU

Řízení obou motorků, pro posun i rotaci ramene, je řešeno velmi podobně. Definován je sled jednotlivých kroků motorku, časová prodleva mezi nimi, tedy rychlost otáčení, a úhel otočení, který vyplývá z převodového poměru konkrétního krokového motorku a skutečnosti, že je řízen osmitaktně.

3.2 ŘÍZENÍ UZV MODULU

Mikrokontrolér UZV modul nejen řídí, ale zároveň také okamžitě vyhodnocuje výsledky měření. Délka trvání echa je přímo úměrná dvojnásobku vzdálenosti k měřenému objektu. Ultrazvuk a jeho šíření jsou mimo jiné ovlivněny teplotou prostředí, proto je třeba zohlednit tento parametr i při výpočtu vzdálenosti. Teplotu na vyšetřovnách v nemocnicích není třeba uvažovat, neboť ta je vyhláškou stanovena na 24 °C, což odpovídá rychlosti šíření ultrazvuku 346,04 ms⁻¹.



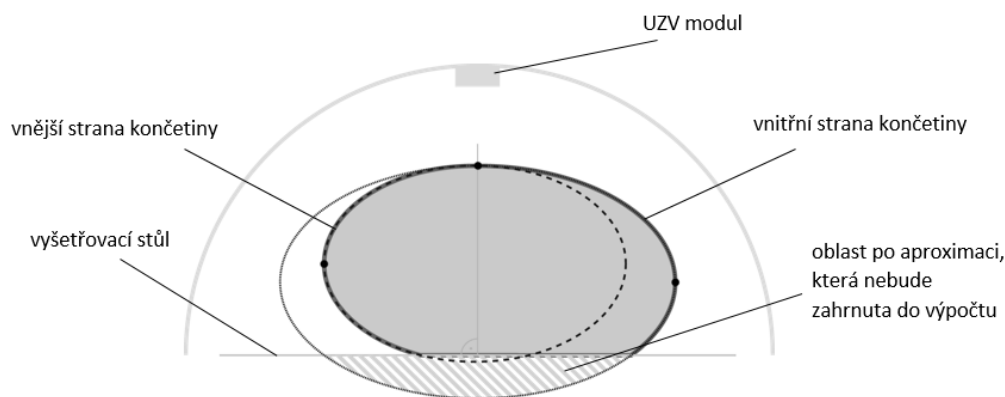
Obrázek 2: Vývojový diagram hlavního programu pro mikrokontrolér.

3.3 HLAVNÍ PROGRAM

Na počátku je nutné definovat počet inkrementů (kroků) pro dané měření, tzn. jak velkou část končetiny má měřicí jednotka nasnímat. Hlavní program probíhá ve smyčce vzájemně podmíněných úkonů. Z diagramu (**Obrázek 2**) je patrné, že program sestává ze čtyř skupin podprogramů, což odpovídá třem použitým komponentům připojeným k desce Arduino – posun vpřed a vzad, rotace tam a zpět, měření vzdálenosti a následnému zpracování naměřených hodnot při výpočtu rozměrů končetiny. Jakmile počítadlo inkrementů (v diagramu jako PI) dojde maxima daného počtem inkrementů (v diagramu jako I), je měření automaticky ukončeno a posuvný systém navrácen do výchozí polohy.

4 ZPRACOVÁNÍ SIGNÁLU Z UZV MODULU

Výpočet objemu končetiny v jednotlivých inkrementech a následně celé snímané oblasti je především otázkou vhodné aproximace tvaru průřezu. Výpočet vychází z principu Partial Frustum Model, kdy je tvar končetiny aproximován do komolého kužele. Nutno si uvědomit, že příčný řez končetinou se svým tvarem blíží spíše elipse než kruhu a že lidská končetina není s ohledem na uspořádání svalů, kostí či podkožního tuku osově souměrný objekt. Pro aproximaci řezu byly tedy nakonec zvoleny dvě elipsy dané vnitřní a vnější stranou končetiny, jejichž hlavní vrchol je shodný a osa, vedená tímto vrcholem, obě elipsy půlí (**Chyba! Nenalezen zdroj odkazů.**). Délky poloos, které jsou základem výpočtu obsahu elipsy, lze určit pomocí detekce hlavního a vedlejších vrcholů (černé body v nákrese).



Obrázek 3: Řez končetinou během měření.

5 ZÁVĚR

Funkčnost návrhu systému spočívá ve třech klíčových bodech – měřicí přesnost UZV modulu, plynulost rotace a posunu a vytvoření co nejněžšího modelu pro výpočet objemu. Přesnost UZV modulu byla testována na 60 zkušebních měřeních. Hodnota relativní chyby $\delta \leq 0,5 \%$ byla shledána jako dostačující. Plynulost procesu měření je zaručena vzájemnou provázaností dílčích programů, které řídí motorky a UZV modul. A zvolený model eliptického komolého kužele představuje velmi přesnou aproximaci reálné lidské končetiny v příčném řezu.

REFERENCE

- [1] Chromý, Adam et al. *Limb volume measurements: comparison of accuracy and decisive parameters of the most used present methods*. SpringerPlus (2015) 4:707. DOI: 10.1186/s40064-015-1468-7.
- [2] Švehla, Štefan a Zdenko Figura. *Ultrazvuk v technologii*. Bratislava: Alfa, 1984. ISBN 63-482-84.

AUTOMATIC SEGMENTATION AND CLASSIFICATION OF INTERNAL CALIBRATION TISSUES

Jakub Šalplachta

Master Degree Programme (2), FEEC BUT

E-mail: xsalpl02@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Jiří Jan

E-mail: jan@feec.vutbr.cz

Abstract: The aim of this work is finding a way to make calculation of bone mineral density of vertebrae with the use of internal calibration tissues fully automatic procedure. To accomplish that several methods for segmentation and classification of paraspinal muscle and subcutaneous fat were tested. For the testing and learning procedure of this work manually labelled database of tissues of interest was created and medically verified.

Keywords: computed tomography, texture analysis, cluster analysis, random forest classification, principal component analysis, bone mineral density

1. ÚVOD

Nutnost včasného odhalení osteoporózy vedla k vytvoření metod umožňujících výpočet minerální denzity (BMD – z anglického „Bone Mineral Density“) na základě jakýchkoliv CT dat pořizovaných obecně pro jinou diagnostiku. Tyto metody využívají interní kalibrační tkáně (paraspinnální sval a podkožní tuková tkáň) pro kalibraci CT hodnot tomografických dat a pro výpočet BMD těla obratle. Funkčnost těchto postupů byla již v praxi testována v lékařských studiích, přičemž tyto metody dosahovaly vysoké korelace s metodami v praxi považovanými jako zlatý standard [1]. Metody s využitím interních kalibračních tkání mají řadu výhod, z nichž největší je možnost jejich využití pro screeningovou diagnostiku osteoporózy. Jejich velkou limitací je však nutnost přesné segmentace paraspinnálního svalu a podkožní tukové tkáně, jež je v praxi realizována manuálně či semi-automaticky. V rámci této práce jsou testovány vybrané segmentační a klasifikační metody, jež jsou popsány v následující sekci a které by mohly být využity pro automatizaci celého postupu výpočtu BMD obratlů.

2. SEGMENTACE A KLASIFIKACE INTERNÍCH KALIBRAČNÍCH TKÁNÍ

V rámci vlastní realizace automatické klasifikace a segmentace interních kalibračních tkání byly testovány tři vybrané přístupy. Konkrétně byly zvoleny globální prahování, texturní analýza s klasifikací texturních příznaků algoritmem *k*-means a metoda náhodného lesa. Ty byly testovány na databázi obsahující 3D CT data lumbálních páteří pro 12 pacientů, z nichž 7 prodělalo vyšetření bez aplikace kontrastní látky a 5 pacientů s její aplikací. Jedná se o tomografická data s vysokým rozlišením, jež byla nasnímána na CT systému Philips – Healthcare Brilliance iCT skener s 256-řadým dektektorem. Na dané databázi dat bylo provedeno manuální, voxelové označování tkání zájmu, kdy pro každý obratel bylo označeno pět řezů (celkově 270 řezů). Správnost takto označených dat byla následně lékařsky ověřena. Označená data byla rozdělena na učební a testovací množinu, přičemž data z učební množiny byla využita pro učení náhodného lesa a také pro získání charakteristik tkání zájmu, jež byly dále využity.

2.1. GLOBÁLNÍ PRAHOVÁNÍ NA ZÁKLADĚ ANALÝZY DATABÁZE OZNAČENÝCH DAT

Nejjednodušším testovaným přístupem byla segmentace a klasifikace tkání zájmu na základě prosté jasové informace, a to s využitím charakteristik získaných na základě analýzy databáze označených dat. Pro každou tkáň zájmu byl na základě analýzy histogramu odvozen její charakteristický interval HU (z anglického „Hounsfield Unit“), a to pro kontrastní i nativní data zvlášť, jež byl využit v procesu prahování.

2.2. TEXTURNÍ ANALÝZA A KLASIFIKACE ALGORITMEM *K*-MEANS

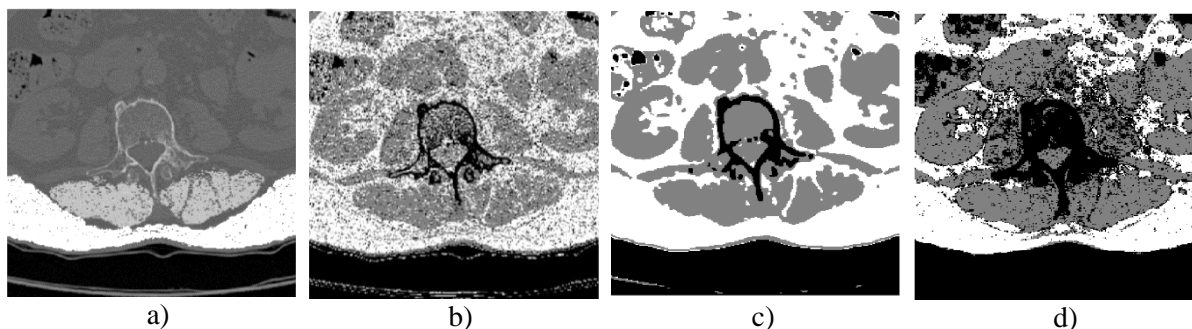
V rámci realizace texturní analýzy byl pro každý voxel získán vektor příznaků, který obsahoval příznaky vypočtené na základě lokálních statistik prvního i druhého řádu, lokální frekvenční analýzy a mikrotextrní analýzy. Celkově bylo pro každý voxel získáno 198 příznaků. U statistických metod druhého řádu, kam náleží příznaky vypočtené na základě matic současného výskytu a matic délky běhu, bylo optimální nastavení pro výpočet zmiňovaných matic určeno s využitím korelační analýzy a analýzy hlavních komponent. Tyto analýzy byly také využity spolu s lineární diskriminační analýzou pro redukci vektoru příznaků, přičemž tato redukce byla provedena pro kontrastní a nativní data zvlášť. Pro následnou klasifikaci redukovaného vektoru příznaků byl využit algoritmus *k*-means, jež náleží mezi nehierarchické metody shlukové analýzy. Optimální počet shluků pro dělení byl definován metodou silhouette [2]. Klasifikace výsledných shluků odpovídajících tkáním zájmu byla realizována metodou minimální vzdálenosti, a to konkrétně výpočtem Euklidovské vzdálenosti ve více rozměrném prostoru s využitím charakteristik tkání zájmu na základě databáze označených dat. Těmito charakteristikami jsou myšleny statistické parametry tkání zájmu, a to konkrétně modus, medián, průměr a směrodatná odchylka.

2.3. KLASIFIKACE ALGORITMEM NÁHODNÉHO LESA

Náhodný les [3] patří mezi metody strojového učení s učitelem, kdy v rámci učební fáze je vytvářen soubor rozhodovacích stromů o definovaném počtu stromů a velikosti. Tento algoritmus může být využit pro klasifikační i regresní úlohy, přičemž pro klasifikaci je výstupní hodnota získána jako modus rozhodnutí všech stromů. Náhodný les je robustní metodou, kdy v průběhu učební fáze je prostor příznaků náhodně dělen pro vytváření jednotlivých stromů. V procesu učení náhodného lesa pro segmentaci interních kalibračních tkání byla použita učební množina z databáze označených dat, přičemž pro každý voxel byly brány jasové příznaky z jeho 3D okolí (velikost okolí: 5x5x5).

3. DOSAVADNÍ VÝSLEDKY

Funkčnost testovaných metod byla prozatím testována na testovací databázi bezkontrastních dat, jež obsahuje 3D tomografická data lumbálních páteří dvou pacientů (celkově 9 obratlů). Hodnocení funkčnosti bylo provedeno voxelově, a to na základě překryvů manuálně označených dat a výstupů jednotlivých metod. Jak je z dosavadních výsledků patrné (viz. Obrázek 2 a Tabulka 1), na základě žádného z testovaných přístupů nedošlo k úspěšné klasifikaci interních kalibračních tkání a jejich segmentaci od okolních tkání. Do výsledných segmentů tkání zájmu byly zahrnuty i okolní tkáně (viz. Obrázek 2). Konkrétně nedošlo k úspěšnému odlišení paraspinálního svalu od jiných měkkých tkání a také k odlišení podkožního tuku od tuku viscerálního. To může být způsobeno překrývajícími se intervaly HU jednotek těchto tkání a vzájemnou podobností z hlediska texturních příznaků. Na základě výsledků uvedených v Tabulce 1 je patrné, že nejnižší celkové úspěšnosti dosáhla právě texturní analýza s klasifikací algoritmem *k*-means. Tento přístup dosáhl sice vysokých hodnot senzitivity ale nižší specificity. Globální prahování dosáhlo průměrných výsledků, avšak nejnižší specificity pro paraspinální sval. Celkově nejlepších výsledků dosáhla klasifikace a segmentace s využitím algoritmu náhodného lesa. Tento algoritmus dosáhl vyrovnaných výsledků z hlediska senzitivity a specificity pro obě tkáně zájmu, jež dosáhli vysoké hodnoty. Z jeho výsledků je patrné, že jasová informace z okolí daného voxelu měla pozitivní vliv na celkovou úspěšnost dané segmentace.



Obrázek 1: Výsledky testovaných metod – řez bezkontrastním lumbálním obratlem: a) Překrytí označených dat a vstupních dat; b) Globální prahování; c) Texturní analýza + algoritmus *k*-means d) Náhodný les. **Legenda:** šedá barva – paraspinální sval, bílá barva – podkožní tuk

	Globální prahování	Texturní analýza + <i>k</i> -means	Náhodný les
Senzitivita tuk	0.76	0.99	0.84
Specifická tuk	0.72	0.62	0.90
Senzitivita sval	0.82	0.87	0.78
Specifická sval	0.66	0.68	0.79
Celková úspěšnost [%]	41.84	36.65	68.77

Tabulka 1: Dosažené výsledky testovaných segmentačních a klasifikačních metod na testovací databázi bezkontrastních patientských dat.

4. ZÁVĚR

Na základě dosavadních výsledků nelze žádný z testovaných přístupů považovat za plně funkční pro segmentaci a klasifikaci interních kalibračních tkání. Zlepšení by mohlo přinést využití informace o pozici daného obratle. Tím by bylo možné vymezit oblast pro detekci tkání zájmu pouze v jeho okolí, a to v oblastech, kde lze výskyt kalibračních tkání očekávat. Dalším možným zlepšením by mohlo být zamýšlené využití texturních příznaků v rámci klasifikace algoritmem náhodného lesa. Přínosem by mohla být i filtrace šumu, jejíž vliv na výslednou segmentaci a klasifikaci bude v dalším průběhu práce také testován.

REFERENCE

- [1] MUELLER, Dirk K., Alex KUTSCHERENKO, Hans BARTEL, Alain VLASSEN BROEK, Petr OURED NICEK a Joachim ERCKENBRECHT. Phantom-less QCT BMD system as screening tool for osteoporosis without additional radiation. *European Journal of Radiology*. 2011, **79**(3), 375-381. DOI: 10.1016/j.ejrad.2010.02.008. ISSN 0720048x.
- [2] ROUSSEEUW, Peter J. Silhouettes: A graphical aid to the interpretation and validation of cluster analysis. *Journal of Computational and Applied Mathematics*. 1987, **20**, 53-65. DOI: 10.1016/0377-0427(87)90125-7. ISSN 03770427.
- [3] BREIMAN, Leo. *Machine Learning*. **45**(1), 5-32. DOI: 10.1023/A:1010933404324. ISSN 08856125.

MONOCLIMATE INCUBATION CHAMBER

Anežka Kovářová

Master Degree Programme (1), FEEC BUT

E-mail: xkovar71@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Jiří Sekora

E-mail: sekora@feec.vutbr.cz

Abstract: This project deals with the design of the monoclimatic incubator chamber for in vitro cell cultivation and cell observing under the confocal microscope. It is based on requirements and parameters set by the biophysics laboratory of the Department of Biomedical Engineering. The resultant device will serve for optical measurements of in vitro cell cultivations.

Keywords: In vitro cell cultivation, sensor, monoclimatic incubator, temperature control, microcontroller, Arduino

1 ÚVOD

Cílem práce je návrh inkubátoru, dále testování autonomního programu pro kontrolu a nastavení parametrů prostředí, konkrétně teploty, koncentrace O_2 a CO_2 tak, aby výsledkem byl komplexní návrh inkubátoru na míru laboratoře biofyziky pro potřeby měření na konfokálním mikroskopu.

V rámci návrhu je třeba vycházet z určitých podmínek důležitých pro efektivní kultivaci buněk. Základní je zejména teplotní rozsah prostředí inkubátoru, který by se měl pohybovat v rozmezí $37\text{ }^\circ\text{C}$ až $45\text{ }^\circ\text{C}$, a atmosféra s koncentrací CO_2 kolem 5 % a O_2 mezi 3 % a 21 %, oboje s přesností $\pm 0,5\%$. Dále je nutné udržení relativní vlhkosti atmosféry okolo 90 % z důvodu zamezení odparu vody z kulturačního média.[1]

Vzhledem k aplikaci pro konfokální mikroskop jsou konstrukčně limitující rozměry inkubátoru, které zcela vylučují použití běžně dostupných komerčních inkubátorů, konkrétně se jedná o maximální rozměry $7\text{ cm} \times 12\text{ cm} \times 5,5\text{ cm}$ (hloubka \times výška \times šířka), a maximální nosnost základny mikroskopu 400 g.

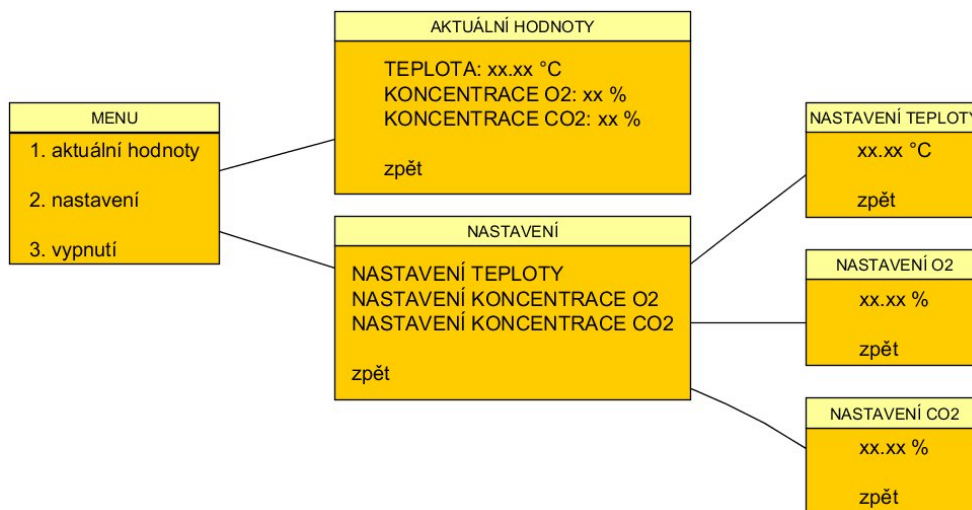
2 ŘÍDÍCÍ ČÁST INKUBÁTORU

Jádrem elektronické části inkubátoru je platforma Arduino Mega, která zajišťuje obsluhu všech potřebných senzorů, komunikaci s uživatelem pomocí LCD (4×16 znaků) a rotační enkodér KY-040 pro pohyb v menu. Firmware mikrokontroléru je sestaven jako nekonečná programová smyčka, která po počáteční konfiguraci parametrů prostředí inkubátoru (teploty a atmosféry) uživatelem autonomně hlídá a reguluje nastavené hodnoty prostředí. Schéma menu řídicího programu je na obr. 1.

3 REGULACE PARAMETRŮ PROSTŘEDÍ

3.1 REGULACE TEPLoty

Pro snímání teploty je použito platinové čidlo Pt100 z důvodu vysoké přesnosti, chemické netečnosti a časové stálosti senzoru. Vzhledem k požadavku monoklimatičnosti jsou použity dva senzory, jejichž teplotní rozdíl je softwarem vyhodnocován a na základě tohoto rozdílu je spouštěn mikroventilátor v komoře. Sensory jsou zapojena Wheatstoneově můstku a po zesílení přístrojovým zesilovačem



Obrázek 1: Schéma uživatelského menu

přivedeny na vstup ADC mikrokontroléru. Ve smyčce regulace teploty je řešeno pouze vytápění, jelikož požadovaná teplota uvnitř inkubátoru vždy převyšuje teplotu okolního prostředí. Pro dosažení co největší přesnosti je vytápění realizováno pomocí odporové cartridge HT15W od Thorlabs, která je řízena pomocí PWM a fuzzy logiky, díky čemuž jsou minimalizovány překmity nad požadovanou teplotu.[2, 3]

3.2 REGULACE ATMOSFÉRY

Atmosféra je regulována pomocí dvou vstupů z tlakových lahví, konkrétně pomocí CO₂ a N₂, pro regulaci jsou použity spínané tlakové ventily. Nejdříve třeba regulovat kyslík, protože slouží vstup CO₂, který vytlačí jeho molekuly ven z komory. Naopak koncentrace CO₂ je řízena vstupem dusíku. Pro snímání koncentrace O₂ je použit senzor GS Oxygen Sensor KE-25 - převodník koncentrace napětí, který je opět zesílen pomocí přístrojového zesilovače a digitalizován. Pro snímání CO₂ je použit digitální senzor MH-Z16 NDIR, který přímo komunikuje s mikrokontrolérem po sběrnici I2C.[2]

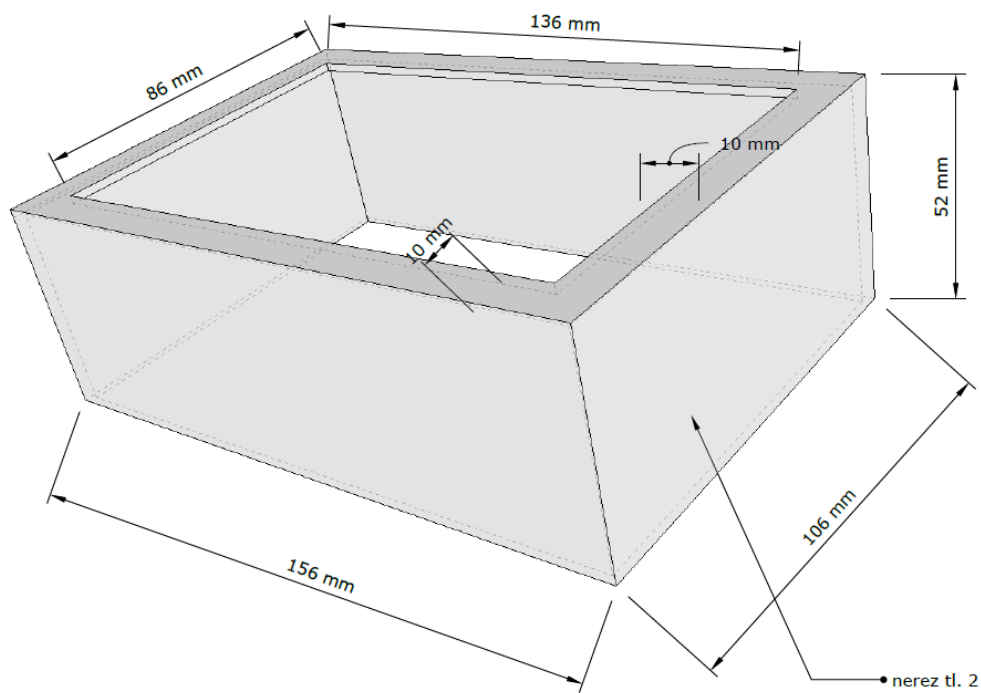
Běžně je pro regulaci tlaku využívána přirozená netěsnost inkubátoru, která zároveň umožňuje vstup kyslíku z atmosféry dovnitř. Pokud by došlo k přetlaku v komoře, je zde ještě třetí ventil, který slouží jako přetlaková pojistka. Systém snímá tlak uvnitř komory i vně senzory BMP180 a reaguje na nastavenou hranici rozdílu tlaků.

3.3 KONTROLA VLHKOSTI

Vlhkost prostředí uvnitř komory je pouze snímána a hodnota bude také zobrazována na displeji. Primárně není vlhkost uvnitř komory generována, ale pokud by její hodnota klesla pod danou mez (95 %), bylo by to signalizováno na displeji a obsluha by zasáhla dle potřeby (např. doplněním kulturního média).

4 KONSTRUKČNÍ ŘEŠENÍ KOMORY

Výsledná komora inkubátoru je vyrobena z Cr-Ni-Mo nerezové oceli dle nákresu na obr. 2. Vzhledem k požadavku použití pro konfokální mikroskop je dno komory vyrobeno z křemičitého skla, jehož spektrální vlastnosti umožňují průchod UV záření. Dno je ke komoře připevněno silikonovým spojem. Horní odnímatelný díl je vytvořen z polymethylmethakrylátu (plexiskla).



Obrázek 2: Konstrukční nákres komory pro výrobu

5 ZÁVĚR

Testováním na modelu komory se ověřila a potvrdila správnost návrhu, kdy bylo možné přesně regulovat všechny požadované parametry v zadaných mezích. Systém umožnil dosáhnout všech požadovaných parametrů do necelých 5 minut, což je vyhovující pro danou aplikaci. Řídící elektronika je umístěna mimo komoru inkubátoru a spojena pouze vodičovou sběrnicí s jednotlivými senzory, čímž se podařilo omezit velikost inkubátoru a splnit tak požadavky a limity použití pro měření na konfokálním mikroskopu.

PODĚKOVÁNÍ

Inkubátor vznikl ve spolupráci s Ing. Katarínou Fabianovou, která se zabývala vývojem části pro regulaci parametrů atmosféry.

REFERENCE

- [1] VEJRAŽKA, Martin. Buněčné kultury. Podklady z předmětu Molekulární medicína a biotechnologie, přednáška č. 6. Ústav lékařské biochemie, 1. lékařská fakulta Univerzity Karlovy v Praze.
- [2] WILSON, Jon S. Sensor technology handbook: theory, design and implementation, Boston: Elsevier, c2005, ix, 691 p. Engineering. ISBN 07-506-7729-5.
- [3] ĎAĎO, Stanislav a Marcel KREIDL. *Senzory a měřicí obvody*. Praha: Vydavatelství ČVUT, 1996. ISBN 80-010-1500-9.

Magisterské projekty

Elektronika a komunikace,
Komunikační technologie a informační
bezpečnost

LOCALIZATION SYSTEM

Miloslav Chlad

Master Degree Programme (2), FEEC BUT

E-mail: xchlad14@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Vladimír Levek

E-mail: levek@feec.vutbr.cz

Abstract: The intent of this paper is to look for the best solution of finding lost items of everyday use. Described solution is based on GPS for outdoor and Bluetooth Low Energy for indoor localization. User of this system will be able to find his/her lost items using smartphone application.

Keywords: Localization, Bluetooth Low Energy, RSSI

1. ÚVOD

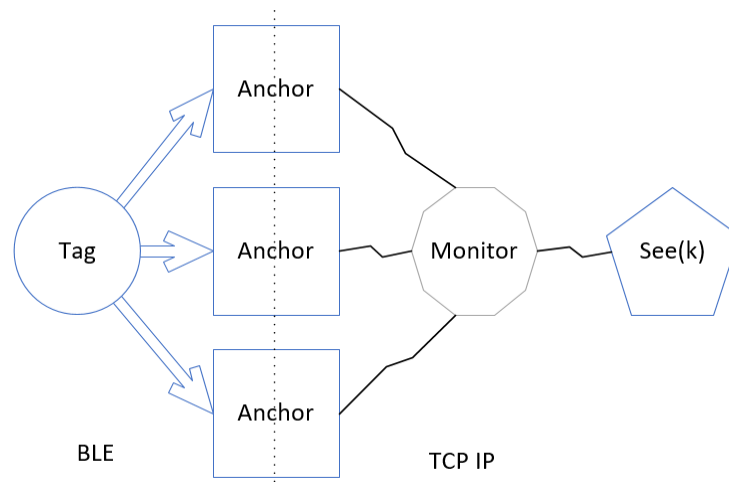
Práce se zabývá návrhem lokalizačního systému vhodného k nalezení ztracených drobných předmětů pro každodenní použití, od klíčů, přes peněženku nebo kabelku, až po batoh. Systém se skládá ze čtyř samostatných bloků. Jsou to přenosné vysílače - Tag, stacionární přijímače - Anchor, TCP server - Monitor a uživatelská aplikace - See(k). Samotná lokalizace je prováděna pomocí indikátoru síly přijatého signálu a následné trilaterace. Po popsání konceptu lokalizace uvnitř i vně budov je přistoupeno k popisu samotné realizace.

2. NAVRŽENÝ KONCEPT

Pro realizaci projektu byla vybrána kombinace technologií GPS a Bluetooth Low Energy (BLE). Díky využití kombinace technologií je možné systém použít v různých prostředích.

2.1. LOKALIZACE UVNITŘ BUDOV

Přesné lokalizace uvnitř budov nelze dosáhnout běžně používanými celulárními ani satelitními navigačními systémy. Proto se používají odlišné techniky využívající světla, ultrazvuku, magnetického pole nebo rádiové komunikace. Při realizaci byla použita technologie BLE pro svou nízkou spotřebu a kompatibilitu s moderními telefony [1].

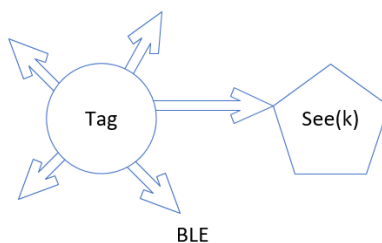


Obrázek 1: Koncept uvnitř budov

Tag představuje hledané zařízení. Jedná se o přenosnou, bateriové napájenou lokalizační jednotku navrženou s ohledem na minimální rozměry a energetickou nenáročnost. Komunikuje pomocí všesměrového vysílání BLE (*advertising*). Anchor je statické zařízení s pevně určenou polohou, které je připojeno do lokální Wi-Fi sítě. Maximální možná vzdálenost mezi Tagem a Anchorem pro udržení spolehlivé komunikace je 12 m ve volném prostoru bez překážek a rušení. Anchor konstantně skenuje všechny kanály určené BLE protokolem k všesměrovému (*advertising*) vysílání. Přijme-li předem definovaný paket od Tagu, získá z něj unikátní jméno Tagu a určí indikátor síly přijatého signálu (*RSSI*). Tyto informace okamžitě přepoše pomocí TCP/IP protokolu na TCP server zvaný Monitor, který data uloží spolu s aktuálním časem. Jako Monitor je použit počítač s veřejnou IP adresou. Uživatelská aplikace pojmenovaná See(k) pracuje na platformě Android. Pomocí TCP/IP protokolu získává z Monitoru data nutná k lokalizaci a uživatelsky přívětivému nalezení jednotlivých Tagů. Vlivem proměnlivého prostředí a různé intenzity rušení může přesnost lokalizace uvnitř budov kolísat od $\pm 0,5$ až po ± 2 m i při vhodném rozmístění Anchorů.

2.2. LOKALIZACE VNĚ BUDOV

Koncept popsany v předchozí kapitole lze použít pouze ve vymezených prostorech. Pro lokalizace vně budov existují jiné systémy. Jsou jimi například GPS, GLONASS, Galileo nebo GSM. Pomocí některých z nich je možné s omezenou přesností provádět lokalizaci i uvnitř budov.



Obrázek 2: Koncept vně budov

Tag ve stanovených intervalech vysílá všesměrové BLE (*advertising*) pakety. V případě, že mobilní telefon nebo tablet s aplikací See(k) přijme tento paket, uloží si pomocí GPS svou polohu. Díky tomu je možné v případě ztráty Tagu určit poslední místo, kde byl hledaný předmět v blízkosti uživatele a kde ho pravděpodobně zapomněl. Tento přístup k lokalizaci vně budov bohužel neumožňuje sledování Tagů v reálném čase, pokud zařízení s aplikací See(k) není v dosahu BLE paketů.

3. REALIZACE

Komunikační část BLE je založena na SoC (*system on chip*) nRF51822 od firmy Nordic Semiconductor. V paměti je spolu s aplikací nahrán protokol podporující BLE.

3.1. TAG

Lokalizační jednotka s požadavky na minimální rozměry, napájená baterií CR2032.

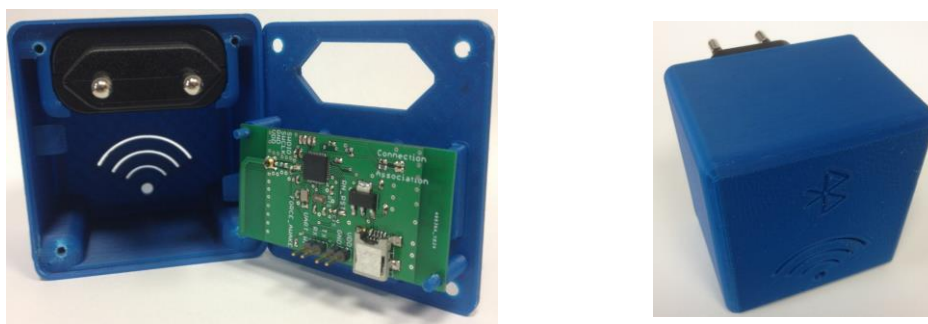


Obrázek 3: Tag – mechanické provedení

SoC je pomocí SPI propojen s MEMS akcelerometrem ADXL362. Nejvýraznější předností uvedeného řešení oproti podobným je dlouhá životnost baterie v Tagu, která se pohybuje v rozmezí 3 – 5 let [2]. Nízké energetické náročnosti je dosaženo využitím akcelerometru k omezení vysílání v době, kdy se Tag nepohybuje a vhodně zvolenou komunikační topologií Bluetooth Low Energy. Pro podobné aplikace se běžně používá komunikační topologie tzv. spojení (*connection*), pro jeho udržení je ale nutné aby centrála s periferií komunikovala minimálně každé 4 sekundy. Z toho důvodu byla zvolena vhodnější topologie všesměrového vysílače (*broadcaster*) a přijímače (*observer*), kdy Tag data nikdy nepřijímá a perioda jeho vysílání kolísá v rozmezí 5 – 30 sekund.

3.2. ANCHOR

Anchor je stacionární BLE přijímač se známou, pevně určenou pozicí, funguje jako převodník BLE na Wi-Fi. Neustále skenuje všechny BLE kanály určené pro všesměrové vysílání (*advertising*) a pokud přijme paket od Tagu, zpracuje ho a pomocí Wi-Fi přepoše na server, se kterým komunikuje v roli TCP klienta. Server získá identifikátor Anchoru, identifikátor Tagu a RSSI. Za předpokladu znalosti pozic Anchorů lze dopočítat polohu Tagu, při získání informací od tří či více Anchorů. SoC je spojen komunikační sběrnicí UART s Wi-Fi modulem RN1723, který zajišťuje komunikace se serverem Monitor.



Obrázek 4: Anchor – mechanické provedení

3.3. SOFTWARE

TCP server Monitor i uživatelská aplikace See(k) jsou vyvíjeny v multiplatformním prostředí Qt, které podporuje vytváření aplikací jak pro Android tak Windows [3]. Monitor neslouží pouze jako server ale zároveň jako grafické uživatelské rozhraní podobně jako See(k).

4. ZÁVĚR

V článku byl popsán koncept a realizace návrhu lokalizačního systému. Oproti podobným systémům bylo dosaženo delší životnosti baterie lokalizačního zařízení, která se pohybuje v rozmezí 3 - 5 let, při zachování obdobné přesnosti lokalizace. Práce se dále zabývá podrobnějším popisem lokalizačních technik a rozбором použitelných technologií, tyto informace však nejsou v článku z důvodu omezeného rozsahu uvedeny.

REFERENCE

- [1] TOWNSEND, Kevin, Carles CUFÍ, Robert DAVIDSON a AKIBA. *Getting Started with Bluetooth Low Energy*. O'Reilly Media, 2014. ISBN 978-1-4919-4951-1.
- [2] Excel sheet for power consumption. *Nordic Developer Zone* [online]. 2015 [cit. 2017-03-27]. Dostupné z: <https://devzone.nordicsemi.com/question/36110/excel-sheet-for-power-consumption/>
- [3] *Qt* [online]. Qt Company, 2017 [cit. 2017-03-01]. Dostupné z: <https://www.qt.io/>

AUTONOMOUS CHARGING STATIONS FOR DRONES

Jiří Janoušek

Master Degree Programme (2.), FEEC BUT

E-mail: xjanou09@vutbr.cz

Supervised by: Petr Marcoň

E-mail: marcon@feec.vutbr.cz

Abstract: This article deals with autonomous charging station for drones. In the first one, the term "charging station" is analyzed in the context of its applicability. Then, section characterizes the process of charging and description of each parts of the charging station. The final part of the thesis presents appropriate method for precision landing on the charging station. The thesis presents the designing and fabrication of an automatic charging station for the unmanned aerial vehicles.

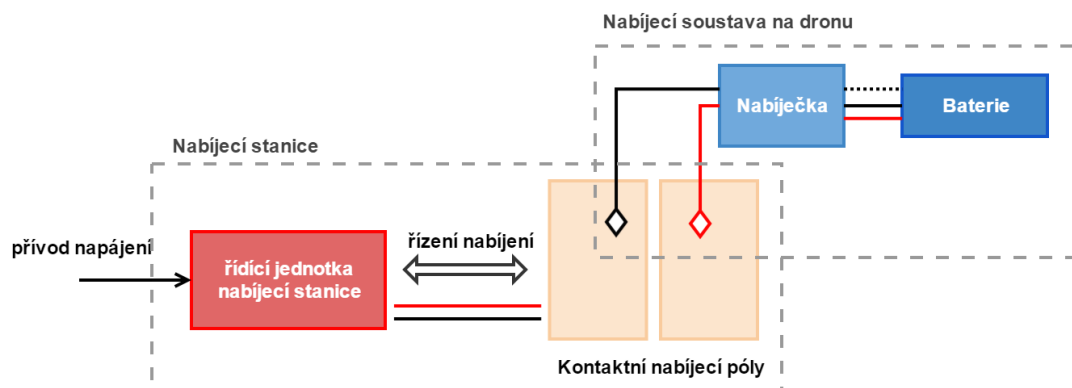
Keywords: charging station, precision landing, GPS module, IR-LOCK

1 ÚVOD

V dnešní době se bezpilotní letadla stávají součástí běžného života. Bepilotní letadla jsou označována zkratkou „UAV“ z anglického „Unmanned Aerial Vehicle“ a jsou nazývána jako „Letadla určená k provozu bez pilota na palubě“, obecně jsou známy pod pojmem „drony“. Využívají se např. pro letecké snímkování, uplatnění najdou také u záchraných složek nebo u armády. Největší nárůst využití mají drony v logistice a zemědělství. V těchto odvětvích je snaha vytvořit co nejvíce autonomní zařízení a eliminovat tak nutnost zásahů obsluhy. Ve většině případů je jejich autonomie přerušena v době, kdy vyčerpají energii potřebnou pro jejich pohon. V tu chvíli musí dron přistát a je nutné provést dobítí nebo výměnu jeho baterie. Tento příspěvek popisuje navrženou nabíjecí stanicí, která usnadní celkovou obsluhu s drony. Popřípadě dovolí vytvořit plně autonomní systém, který je schopný bez zásahu člověka provádět opakované lety [1].

2 NABÍJECÍ STANICE

Hlavní část nabíjecí stanice je dosedací plocha pro dron. Tu tvoří dvě kontaktní desky, které slouží jako elektrické póly pro nabíjení, viz obrázek 1. Je nutné, aby dron po automatickém dokončení letu přistál vždy na tyto kontaktní plochy. Jelikož není po přistání nutné zásahu člověka, může se nabíjecí stanice umístit na nejvýhodnější místo dle naplánované trasy letu dronu. Možné je také použití více stanišť s nabíjecími stanicemi, mezi kterými se vhodně nastaví trasa letu.



Obrázek 1: Blokové schéma nabíjecí soustavy.

2.1 NABÍJECÍ SOUSTAVA

První částí nabíjecí soustavy je přívod napájení pro řídicí jednotku nabíjecí stanice, která řídí nabíjení a odesílá data na server a pro napájení pólů sloužícím pro dosednutí letounu. Póly nabíjecí stanice mohou být napájeny napětím 12-18 V a odebíraný proud může dosáhnout až 4 A. Dron se po přistání na nabíjecí stanici připojí pomocí speciálních hrotových konektorů. Konektory jsou připraveny na podvozku dronu a obsahují pružinu, díky které jsou trvale přitlačeny na nabíjecí póly. Konektory jsou připojeny k nabíječce baterie, která reguluje velikost odebíraného proudu a je schopna také vyvážit napětí na jednotlivých člancích baterie. Nabíječka je díky nízké hmotnosti a malým rozměrům společně s baterií trvale součástí letounu. Ukázka připojeného letounu k nabíjecí stanici po přistání je na obrázku 2.



Obrázek 2: Kontaktní plochy nabíjecí stanice po přistání bezpilotního letounu.

2.2 ŘÍDICÍ JEDNOTKA NABÍJECÍ STANICE

Nabíjení je ovládáno řídicí jednotkou nabíjecí stanice. Řídicí jednotka nabíjecí stanice se skládá z mikrokontroleru s naprogramovaným softwarem, který obstarává komunikaci mezi několika připojenými moduly. Řídicí jednotka obsahuje jednočipový počítač, modul pro měření dodávaného proudu pro nabíječ, relé pro spínání měřícího odvodu detekce přistání, druhé relé pro spínání napájení kontaktních pólů, modul pro odesílání dat, jeho napájecí obvod a také modul pro měření teploty a vlhkosti.

Jednotka vždy detekuje přistání letounu na póly stanice. Po úspěšné detekci sepne přívod napájení pro nabíjecí soustavu, a tedy i pro připojený nabíječ baterie. Po nabití baterie řídicí jednotka přeruší přívod napájení pro nabíjecí soustavu a signalizuje možnost opakovaného letu. Veškerá data o aktuálních stavech stanice odesílá řídicí jednotka na webový server, kde se pomocí vytvořeného skriptu ukládají do připravené databáze. Odesílání dat je realizováno přes bezdrátové připojení k síti, pokud by nebyla v dosahu Wi-Fi síť je možné zvolit odesílání dat přes mobilní síť. Uložená data v databázi se zobrazují na naprogramované webové stránce, viz obrázek 3. Je možné kontrolovat, zda dron již přistál, v jaké fázi nabíjení je právě baterie a jak dlouho nabíjení trvá. Dále také velikost dodávaného proudu. Pro kontrolu bezpečnosti při nabíjení vidíme informace o teplotě a vlhkosti okolního prostředí. Přístup na webovou stránku je možný z jakéhokoli zařízení s připojením k internetu. Jelikož jsou data uložena v databázi, je možné i zpětně dohledat průběh nabíjení v určitou dobu.



Obrázek 3: Náhled webové stránky při nabíjení dronu.

2.3 PŘESNÉ PŘISTÁVÁNÍ

Většina moderních dronů dnes využívá ke svému letu GPS modul získávající souřadnice z připojených satelitů. Přesnost modulu velmi závisí na počtu připojených satelitů. Ovlivnit přesnost může také prostředí zástavby budov, kde dochází k odrazům signálu. Nabíjecí stanice vyžaduje dosednutí bezpilotního letounu vždy na přesné místo. GPS modul dosahuje horizontální přesnosti okolo 2 m. Tato přesnost není dostatečná pro přistávání na nabíjecí stanici, proto musí být dron vybaven dalším zařízením, které zaručí přesné přistání na nabíjecí plochu.

Jedním z možných řešení je použití přistávací kamery umístěné na letounu. Pro testování přesnosti přistání jsem zvolil IR-LOCK senzor [2]. Tento senzor je modifikací Pixy kamery sloužící k rozpoznávání objektů. Funguje na principu rozpoznání obrazu z kamery připevněné na spodní části letounu. Senzor detekuje vyzařující paprsek infračerveného světla od matice IR diod umístěných na nabíjecí stanici. IR-LOCK senzor je připojený k řídicí jednotce letounu a předává jí povely o detekované pozici diod a tím umožní přesné navádění letounu na přistání. K detekci diod dochází ve výšce 10 až 15 m nad nabíjecí stanicí. Řídicí jednotka po získání povelů od senzoru zahájí přesné přistávání a definovanou rychlostí dosedne kamerou přesně nad infračervené diody, čímž dojde k detekci letounu řídicí jednotkou nabíjecí stanice a je možné zahájit nabíjení.

3 ZÁVĚR

V článku byla popsána problematika přistávání a nabíjení bezpilotních letounů. Za tímto účelem byla navržena a realizována kontaktní nabíjecí stanice, která se jeví jako neoptimálnější řešení z důvodu jednoduché implementace. Stanice je tak s drobnými úpravami univerzálním zařízením použitelným pro různé způsoby využití bezpilotních letounů. Jádrem přistávací stanice tvoří řídicí jednotka, pomocí které je realizováno inteligentní řízení nabíjení baterie, dále umožňuje vytvořit společně s bezpilotním letounem autonomní systém pro opakované lety bez nutného zásahu lidského faktoru a díky webové stránce je možné snadno kontrolovat stav nabíjení.

REFERENCE

- [1] Komerční využívání dronů zažívá boom. Zároveň, ale roste počet přestupků. Český rozhlas - zprávy [online]. Praha: Český rozhlas, 2015 [cit. 2017-03-12]. Dostupné z: http://www.rozhlas.cz/zpravy/technika/_zprava/komerčni-využívání-dronu-zazíva-boom-zaroven-ale-roste-pocet-prestupku--1485575
- [2] MarkOne Precision Landing Tutorial. *IR-LOCK* [online]. 2017 [cit. 2017-03-13]. Dostupné z: <https://irlock.readme.io/v2.0/docs>

PRINTING RF COMPONENTS WITH CONDUCTIVE INK

Tomáš Pařízek, Roman Hermány

Master (1), FEEC BUT

E-mail: xpariz07@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Zbyněk Raida

E-mail: raida@feec.vutbr.cz

Abstract: The thesis deals with the conductive printing of RF electronic components like antennas and transmission lines. The thesis shows conductive printing with commercial ink jet printers which use AgIc conductive ink. Conductive printing with commercial printers is cheaper and faster as silkscreen therefore we can use the AgIc for printing prototypes of electronic circuits.

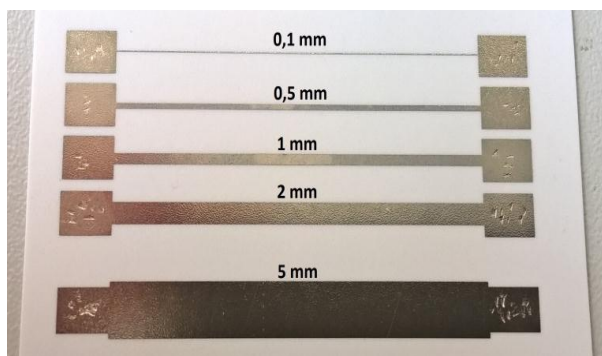
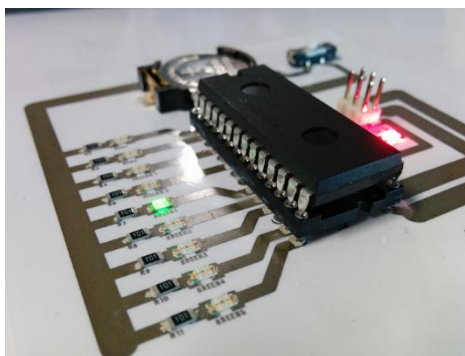
Keywords: Conductive ink, AgIc, Printed antenna

1 ÚVOD

V dnešní době jsou stále více konvenční vysokofrekvenční substráty nahrazovány substráty nekonvenčními, jako jsou například různé pleteniny, tkaniny, PET fólie a papíry. Na tyto substráty je většinou vodivá vrstva nanášena pomocí síťotisku nebo pomocí 3D tisku. Nevýhodou těchto metod je jejich poměrná složitost, časová náročnost a v neposlední řadě cena. Cílem tohoto článku je popsat metodu a parametry tisku RF komponentů pomocí komerční inkoustové tiskárny a vodivého inkoustu [1].

2 VODIVÝ INKOUST AGIC

Jako testovací byl zvolen inkoust od firmy AgIc [2]. Jedná se o inkoust, který se aplikuje pomocí běžné komerční inkoustové tiskárny. Jeho primární využití je k tisku prototypů elektronických obvodů. Inkoust není třeba pro vytvrzení nějak zahřívat, což ovšem znamená, že na rozdíl od inkoustů určených pro síťotisk má poměrně malou vodivost (dle výrobce 0,3 Ohm/Sq). Tento fakt způsobuje, že takto natisknuté komponenty vykazují ztráty, se kterými je nutno počítat. Avšak je třeba si uvědomit, že obvod je natisknut pomocí poměrně levné inkoustové tiskárny za zlomek času a ceny. Což může být důležitý faktor pro různé „low coast“ aplikace, kde si můžeme dovolit nižší účinnost. Na obrázku 1 jsou zobrazeny natisknuté struktury pomocí AgIc inkoustu.



Obrázek 1: Obvod natisknutý pomocí AgIc (vlevo) + Natisknuté měřené úseky vedení (vpravo)

2.1 PARAMETRY AGIC INKOSTU

Jak již bylo zmíněno výše, inkoust má nezanedbatelný odpor. Dle výrobce je to 0,3 Ohm/Sq. Tato hodnota byla potvrzena měřením. Kdy byly natištěny 40 mm úseky o různých šířkách a pomocí VF. ohmmetru byl změřen odpor těchto úseků. Měření bylo prováděno na frekvenci 100 kHz. Výsledky jsou znázorněny v tabulce č. 1. Tloušťka natisknuté vrstvy činí 2,5 μm .

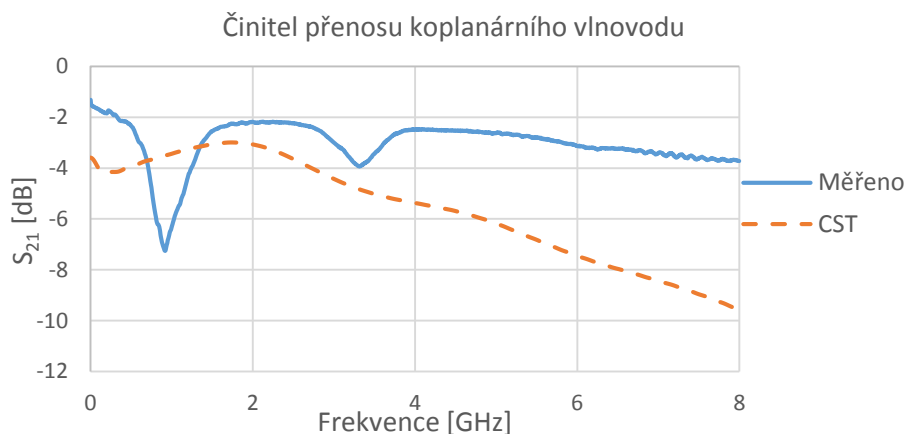
Tloušťka spoje	1 vrstva		2 vrstvy	
	Odpor [Ω/cm]	Odpor [Ω/Sq]	Odpor [Ω/cm]	Odpor [Ω/Sq]
5 mm	0,6	0,28	0,4	0,19
2 mm	1,3	0,26	0,9	0,18
1 mm	2,8	0,28	1,8	0,18
0,5 mm	7,1	0,36	4,2	0,2
0,1 mm	//	//	117,3	1,2

Tabulka 1: Změřené hodnoty odporů AgIc

Z tabulky je patrné, že u spojů, jejichž šířka je menší než 0,5 mm začíná růst hodnota odporu nad hodnotu 0,3 Ohm/Sq. Minimální doporučená šířka cesty je dle výrobce 0,3 mm. Důležitým faktorem pro tisk je substrát, na který je motiv nanášen. Je nutné, aby se inkoust do daného substrátu „nevpil“, ale vytvořil vodivou vrstvu. Vhodným řešením je tedy fotopapír nebo transparentní fólie pro inkoustovou tiskárnu. Komponenty popisované v této práci byly tištěny na fotopapír Canon Plus Glossy II PP-201, jehož relativní permitivita je 3,4 a ztrátový úhel 0,07. Tloušťka papíru je 250 nm.

3 TISK PŘENOSOVÝCH VEDENÍ

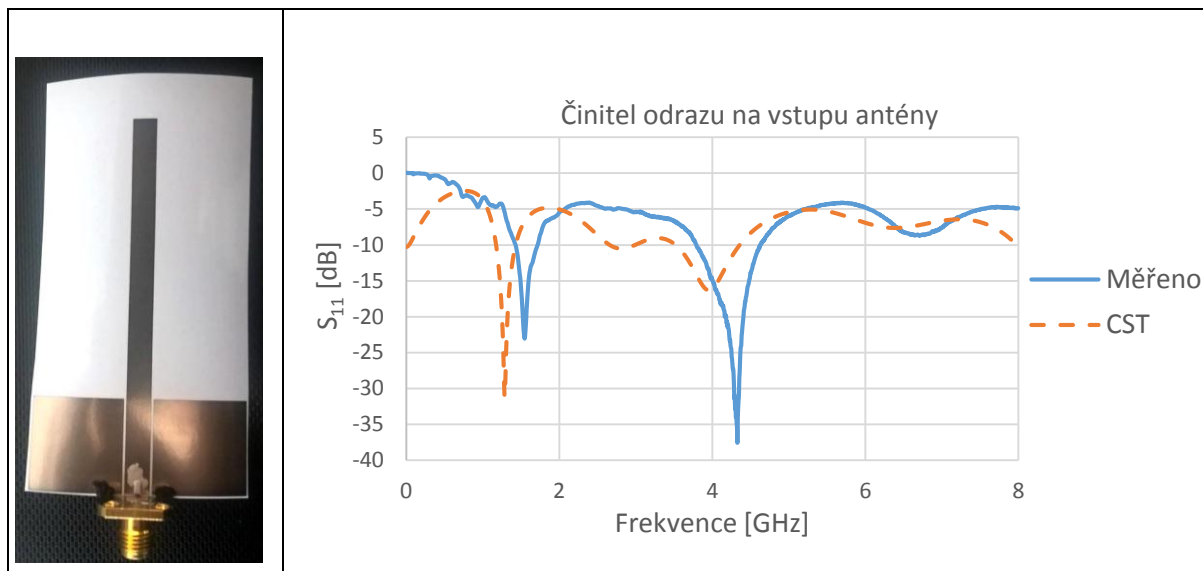
K tisku vodivých komponentů je využita inkoustová tiskárna Epson L310. Inkoustem byl natisknut koplánární vlnovod, jehož činitel přenosu je znázorněn na obrázku 2. Vlnovod je natisknut na fotopapír Canon Plus Glossy II PP-201. Střední vodič vlnovodu má šířku 4,5 mm, šířka štěrbin je 0,3 mm, délka vlnovodu je 40 mm. Přenos tohoto vlnovodu je v pásmu okolo 2 GHz blízký -2 dB. Odlišnost mezi simulací a změřenou hodnotou je způsobena z větší části tím, že odpor inkoustu byl měřen na 100 kHz. Z měření je patrné, že se inkoust na vyšších frekvencích chová příznivěji z hlediska vodivosti.



Obrázek 2: Koplánární vlnovod (bez GND) + výsledky simulace a měření parametru S_{21}

4 TISK ANTÉN

Jako testovací anténa byl zvolen monopól s pracovní frekvencí 1,2 GHz. Monopól byl natisknut na fotopapír Canon Plus Glossy II PP-201 s relativní permitivitou 3,2 a ztrátovým úhlem 0,07. Pro simulaci byla vodivost inkoustu zvolena 500 S/m viz. tab. 1. U antény byl změřen činitel odrazu na vstupu a pomocí simulace v CST Microwave studio byla vyjádřena teoretická účinnost takto natištěné antény.



Obrázek 3: Monopólová anténa + výsledky simulace a měření parametru S_{11}

Naměřené hodnoty se blíží hodnotám dosažených v simulaci, což je patrné z grafu na obrázku 3. Účinnost této antény je dle simulace 54%. Takto vytisknutý monopól nelze na ústavu radioelektroniky objektivně změřit, vzhledem absenci vhodné měřicí metody. Reálná účinnost takto natištěných antén je zpravidla o 10-15% nižší. Napájení antény je zajištěno SMA konektorem, který je k motivu antény nakontaktován pomocí vodivého lepidla.

5 ZÁVĚR

Inkoust je tedy možné využít k tisku antén a přenosových vedení. Je ovšem nutné uvážit, že jeho vodivost je o několik řádů nižší než u konvenčních materiálů. Tento fakt se odráží na výsledné účinnosti vytištěných komponentů. Natištěnou vrstvu je též vhodné ochránit před mechanickým opotřebením například pomocí vhodné fólie nebo nanesením ochranného laku. Dalším předmětem zkoumání bude možné navýšení vodivosti a prodloužení doby životnosti AgIc inkoustu. Inkoust bude také testován k možnému využití v oblasti RFID antén. Také bude zkoumáno využití těchto inkoustů k tisku nízkofrekvenčních aplikací, jako jsou například různé senzory (tlaku, vlhkosti...). Dalším možným využitím je tisk topných motivů, které je možné rychle a efektivně aplikovat (např. nalepit).

PODĚKOVÁNÍ

Tato publikace vznikla za podpory grantu FV10087 Ministerstva průmyslu a obchodu a za podpory Interní grantové agentury Vysokého učení technického v Brně projekt č. FEKT-S-17-4713.

REFERENCE

- [1] Instant Inkjet Circuits. [online]. Japan, 2013 [cit. 2017-2-15]. Dostupné z: <https://www.microsoft.com/en-us/research/wp-content/uploads/2016/02/ubi1415-instant20inkjet.pdf>
- [2] AGIC INC. SAFETY DATA SHEET. [online]. Japan, 2016 [cit. 2017-2-15]. Dostupné z: https://agic.cc/downloads/SDS_Ink1000.pdf

HYBRID VACUUM TUBE AMPLIFIER

Ondřej Fišer

Master Degree Programme (1), FEEC BUT

E-mail: fiseon@gmail.com

Abstract: This paper describes the complete design of the hybrid vacuum tube amplifier for home using. The described amplifier has 3 digital inputs (TOSLINK, Sony/Philips Digital InterFace and AES3), a single analog input and a single input for the measuring microphone (for the calibration of the entire system). The paper further discusses the design of a preamplifier for analog inputs, the receiver of digital inputs, DSP circuits, power and head phones amplifier and the power source. The complex audio system is controlled by an 8-bit microprocessor and has a graphics output implemented through an OLED display. The goal of this paper is to design and build a high quality amplifier.

Keywords: Vacuum tube, DSP, ATmega, class A

1 ÚVOD

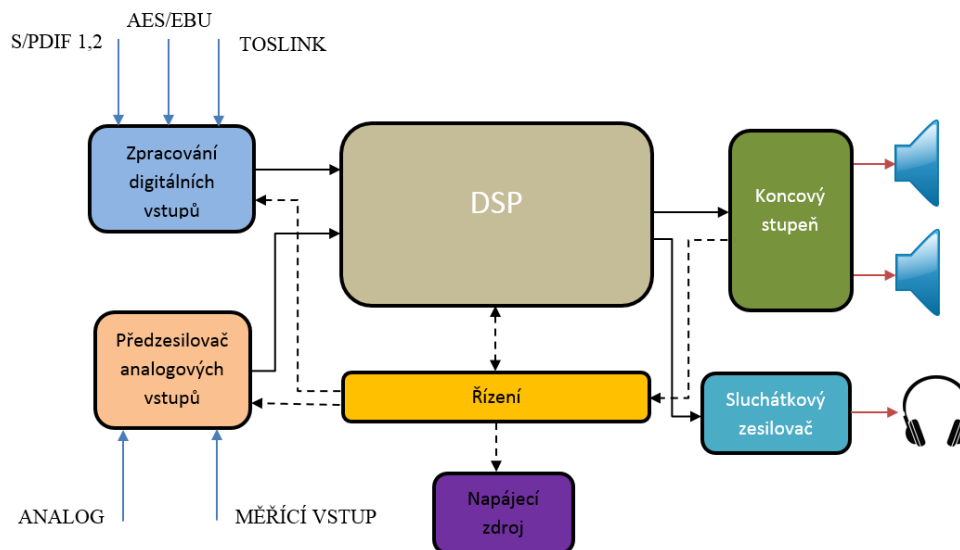
Elektronkové zesilovače [1] byly v minulosti hojně rozšířené nejen na profesionální úrovni, ale i v mnoha domácnostech mezi běžnými lidmi v podobě stolních zesilovačů. S nástupem tranzistorů, které mají mnoho nesporných výhod (vysoká účinnost, malé rozměry, menší zkreslení atd.) byly elektronky postupně vytlačeny a nahrazeny „moderními zesilovači“. V současné době jsou lampové zesilovače rozšířené především mezi hudebníky pro svoje jedinečné zkreslení v kytarových hlavách, efektech a hudebními nadšenci, kteří neváhají utratit nemalou sumu za kvalitní hudební počitek.

Tento zesilovač je navržen pro potřeby druhé cílové skupiny uživatelů. Cílem práce je navrhnout a realizovat hybridní elektronkový zesilovač, včetně analogových i digitálních vstupů, následného zpracování signálu signálovým procesorem, řízení a napájecího zdroje. Návrh je koncipován tak, aby výsledný zesilovač byl kvalitativně srovnatelný se zesilovači na trhu v cenové kategorii až desetkrát dražších produktů.

2 ROZBOR A REALIZACE

Konstrukce kvalitního elektronkového zesilovače je podmíněná zejména konstrukcí kvalitních výstupních transformátorů, dobrým návrhem desek plošných spojů a kvalitním stíněním všech částí. Pořízením výstupních transformátorů od specializovaných firem se konstrukce značně prodraží (zvláště pro větší výkony). Hlavním požadavkem návrhu tohoto zesilovače byl výstupní výkon $2 \times 100 \text{ W}$, při volitelné impedanci reproduktorů 4 nebo 8Ω . Při požadovaném výkonu by kvalitní výstupní transformátory stály více jak 10 tisíc korun. Proto byly pro konstrukci zvoleny transformátory z mikrovlnných trub, které byly následně ručně převinuty. Tyto transformátory mají velký průřez středního sloupku, díky kterému zesilovač dobře zesiluje nízké kmitočty a bez problému zvládá trvalé zatížení na maximální výkon.

Na obrázku č. 1 je zobrazeno blokové schéma, včetně všech klíčových částí celého zařízení. Obvodová část zpracování digitálních vstupů je tvořena integrovaným obvodem CS8416 [2]. Tento obvod zajišťuje převod digitálních vstupů (TOSLINK – optický vstup, Sony/Philips Digital InterFace a AES3) na interní formát I2S, který je dále zpracováván signálovým procesorem (dále DSP). Mezi hlavní výhody tohoto obvodu patří vysoká vzorkovací frekvence 192 kHz, se kterou pracují i všechny ostatní digitální obvody. Digitální vstupy splňují normu IEC-60958 [3], která udává, že je možné k nim připojit stereofonní audio data se vzorkovacím kmitočtem až 192 kHz a rozlišením 24 bitů.



Obrázek 1: Blokové schéma zesilovače

Mimo digitálních vstupů je možné audio signál připojit i pomocí klasického analogového vstupu. Tento vstup tvoří integrovaný předzesilovač PGA4311 [4], který umožňuje analogový signál zesílit nebo utlumit na požadovanou úroveň (-95,5 dB až +31,5 dB), aby A/D převodník v DSP měl zajištěnou co největší dynamiku a zároveň nebyl přebuzen. Analogový vstup má vstupní impedanci 10 k Ω . Další klíčovou částí zesilovače je signálový procesor ADAU1701 [5], který zajišťuje zpracování digitálních i analogových vstupů zesilovače a veškerou úpravu signálu: nastavení hlasitosti, korekce výšek, basů, vyvážení kanálů a korekční ekvalizér, který upravuje výstupní signál pro výkonový zesilovač. Mimo to je možné nastavit uživatelský ekvalizér podle žánru hudby.

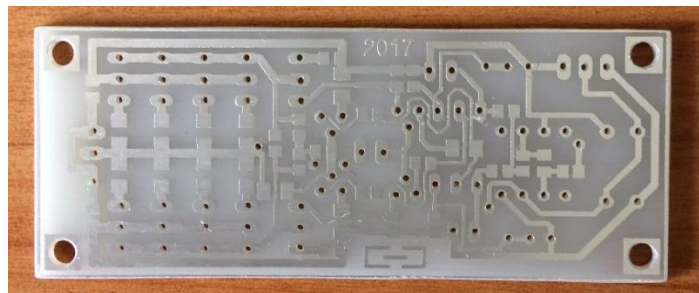
Koncový stupeň je realizován v zapojení push-pull s osmi elektronkami EL34 (4 na každý kanál) a maximálním výkonem 2 x 100 W ve třídě AB. Jako předzesilovač jsou použity elektronky EF86 a buzení koncových elektronek zajišťují elektronky ECC85. Během experimentů bylo zapojení doplněno o zápornou zpětnou vazbu (tzv. „ultralineární“ zapojení) [6]. Tato úprava zvyšuje stabilitu zesilovače, zmenšuje zkreslení (při maximálním vybuzení na 1%) a vyrovnává frekvenční charakteristiku. Cenou za tuto úpravu je zmenšení výstupního výkonu na 2 x 70 W.

Zesilovač je kromě výkonového stupně vybaven i sluchátkovým zesilovačem (viz. Obrázek č. 2). Tento zesilovač byl postaven podle návrhu [7] Kevina Gilmora. Zesilovač je plně tranzistorový a pracuje ve třídě A. Zajímavostí a zároveň velkou výhodou je, že zapojení je stejnosměrně vázáno (tzn. na vstupu ani na výstupu nepotřebuje kondenzátor), protože vazební kondenzátory mohou mít negativní vliv na kvalitu zvuku [8]. Zesilovač obsahuje automatickou kompenzaci offsetu, který je maximálně ± 2 mV.

Ovládání zesilovače je zajištěno pomocí čtyř potenciometrů a mechanického rotačního kodéru EC11 umístěných na čelním panelu zesilovače. Komunikaci mezi všemi částmi zařízení zajišťuje mikrokontrolér ATmega644P [9]. Program pro DSP byl navržen v SigmaStudios od firmy Analog Devices a je uložen v paměti mikrokontroléru, protože signálový procesor nemá žádnou vnitřní paměť. Po spuštění zesilovače je tento program překopírován do DSP a nastavování parametrů jednotlivých korekčních bloků se provádí na základě uživatele.

Napájení je realizováno dvojicí transformátorů. Jeden z transformátorů je pomocný a trvale napájí digitální obvody a mikroprocesor. Druhý transformátor je tvořen převinutým transformátorem z mikrovlákné trouby a obstarává napájení výkonového i sluchátkového zesilovače. Příkon celého zařízení se pohybuje okolo 550 W při maximálním vybuzení. Zesilovač má poměrně nízkou účinnost 35 %, zbytek energie se přemění na teplo, na vláknech žhavení elektronek a v podobě anodového ztrátového výkonu.

Při realizaci byl kladen důraz na kvalitní součástkovou základu, protože jakost součástek má zásadní vliv na kvalitu reprodukce. Zesilovač je postaven ze součástek, které jsou běžně dostupné např. u distributora Farnell.



Obrázek 2: Postříbřená deska sluchátkového zesilovače

3 ZÁVĚR

V současné době jsou zcela dokončeny a oživeny desky koncového a sluchátkového zesilovače. Dále probíhá práce na digitální desce a vývoji firmware. V budoucnu bude možné k zesilovači připojit měřicí mikrofon a zesilovač se sám optimálně nastaví k připojené reproduktorové soustavě (tato funkce je již hardwarově vyřešena a bude nutné jen dokončit návrh firmware pro DSP).

REFERENCE

- [1] Elektronky II – seznámení se s elektronkovými zesilovači [online] Michal Hořák (postreh.com) 2006: – [cit. 30. března 2017]. Dostupné na [www: <http://www.postreh.com/phprs/view.php?cislocclanku=2011081201>](http://www.postreh.com/phprs/view.php?cislocclanku=2011081201).
- [2] CS8416 [online] Cirrus Logic 2007: 192 kHz Digital Audio Interface Receiver – [cit. 15. března 2017]. Dostupné na [www: <http://www.mouser.com/ds/2/76/CS8416_F3-34501.pdf>](http://www.mouser.com/ds/2/76/CS8416_F3-34501.pdf).
- [3] IEC-60958 [online] - [cit. 15. března 2017]. Dostupné na [www: <https://law.resource.org/pub/in/bis/S04/is.iec.60958.1.2004.pdf>](https://law.resource.org/pub/in/bis/S04/is.iec.60958.1.2004.pdf).
- [4] PGA4311 [online] Texas Instruments 2002: 4 – Channel Audio Volume Control [cit. 15. března 2017]. Dostupné na [www: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/pga4311.pdf>](http://www.ti.com/lit/ds/symlink/pga4311.pdf).
- [5] ADAU1701 [online] Analog Devices 2016: SigmaDSP 28-/56-Bit Audio Processor with Two ADCs and Four DACs [cit. 15. března 2017]. Dostupné na [www: <http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ADAU1701.pdf>](http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ADAU1701.pdf).
- [6] Co je to ultralinearní zapojení? [online]. – [cit. 30. března 2017]. Dostupné na [www: <http://mujweb.cz/pjenicek/radioprevzate/ulinearzp.html>](http://mujweb.cz/pjenicek/radioprevzate/ulinearzp.html).
- [7] Kevin Gilmore dynamic headphone amplifiers and power supplies [online]. – [cit. 26. března 2017]. Dostupné na [www: <http://www.djgardner.com/headphone/gilmore/>](http://www.djgardner.com/headphone/gilmore/).
- [8] Pod pokličkou elektronek [online]. – [cit. 26. března 2017]. Dostupné na [www: <http://www.hornstudio.cz/technika/elektronky_soucastky.html>](http://www.hornstudio.cz/technika/elektronky_soucastky.html).
- [9] ATmega644P [online] Atmel 2016: 8-bit AVR Microcontrollers. – [cit. 26. března 2017]. Dostupné na [www: <http://www.atmel.com/Images/Atmel-42744-ATmega644P_Data-sheet.pdf>](http://www.atmel.com/Images/Atmel-42744-ATmega644P_Data-sheet.pdf).

BEAMFORMING CIRCUITS FOR L-BAND ANTENNA

Ladislav Kalina

Master Degree Programme (2), FEEC BUT.

E-mail: xkalin08@stud.feec.vutbr.cz.

Supervised by: Libor Slezák.

E-mail: l.slezak@era.aero.

Abstract: This project describes the design of beamforming circuits for L-band antenna. The first part contains designed concept of a phase shifter. Other part consists block scheme of the phase shifter with real components and description of their basic functions. The next part implies theoretical calculation of possible settings. Last part includes realization of phase shifter and automatical measurement of circuit.

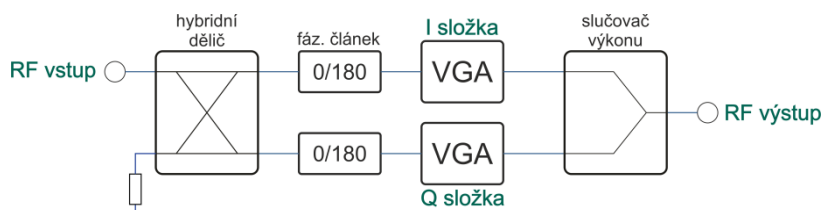
Keywords: L - band, Beamforming, VGA, I2C, SPI, BGA7204.

1. ÚVOD

Cílem práce bylo vytvořit obvody určené k tvarování svazků (dále jen OTS) anténního pole o 8 prvcích. Tyto obvody budou umístěny v přijímači za vstupními nízkošumovými zesilovači. Vstupními parametry pro návrh byly: frekvence 1350 až 1400 MHz, 8 vstupů (anténní elementy) a 8 výstupů (výsledné syntetizované svazky). Dalším požadavkem bylo řízení pomocí mikrokontroléru STM32F405 a kompletní řízení z PC aplikace, včetně vytvoření obou ovládacích programů.

2. NÁVRH KONCEPTU OTS

Pro možné řízení svazku antény, respektive anténního pole, je nutné procházející signál podrobit operacím slučování, zesilování, změny fáze signálu, včetně operacím jím inverzních. Tato kapitola se zaměří zejména na změnu amplitudy a fáze signálu. Tyto dvě operace je možné řešit pomocí fázovacího článku a proměnného atenuátoru, kde zpravidla oba tyto parametry řídíme digitálně. Tento způsob řízení je jednoduchý a nabízí možnost měnit oba parametry nezávisle na sobě. Nevýhodou je poměrně omezená nabídka fázovacích článků a jejich vysoká cena. Tento problém řeší následující metoda řízení fáze a amplitudy signálu porovnáváním dvou fázově posunutých signálů (viz obrázek 1).

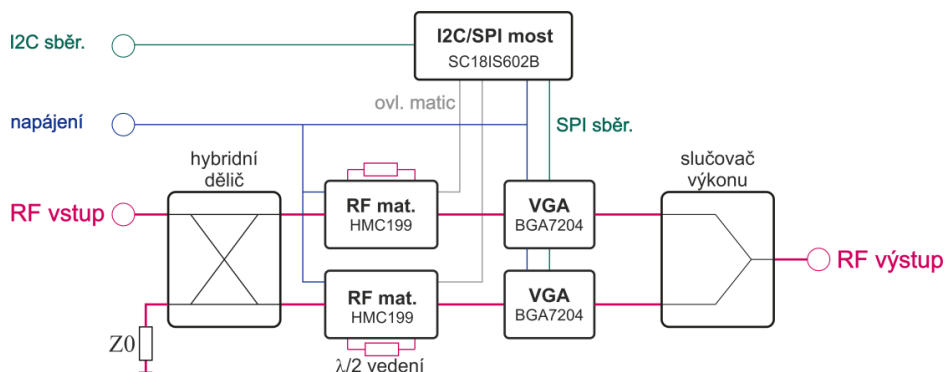


Obrázek 1: Blokové schéma IQ fázovacího článku.

V první části je signál rozdělen (stejným poměrem) hybridním děličem, čímž dojde k získání I a Q složek. Dalším stupněm je případná úprava fáze signálu o $\lambda/2$. Tato operace je nezbytná pro možnou změnu fáze v celém rozsahu 360-ti stupňů. V signálové cestě následuje proměnný zesilovač a výstupní slučovač výkonu, kde dochází ke zpětnému sečtení I a Q signálů. V každé signálové cestě je možné díky proměnnému zesilovači nastavit různé zesílení a tím docílit požadované změny fáze a výsledné amplitudy signálu.

3. REÁLNÉ ZAPOJENÍ

Tento odstavec popisuje reálné zapojení konceptu popsaného v předchozí kapitole.



Obrázek 2: Blokové schéma zapojení s konkrétními obvody.

Hybridní dělič a slučovač výkonu jsou zde, z důvodu dosažení minimální plochy DPS, realizováni pomocí integrovaných obvodů. Fázovací článek je zde řešen pomocí 2×2 RF matice HMC199 [1] umožňující buď přímé spojení (nulové zpoždění), nebo odbočení do $\lambda/2$ vedení, zajišťující fázový posun o 180 stupňů.

Proměnný zesilovač byl vybrán s vnitřním, šesti-bitovým digitálně nastavitelným atenuátorem, konkrétně typ BGA7204 od firmy NXP [2]. Zesilovač disponuje následujícími parametry: zesílení $G_p = 18,5$ dB, rozsah útlumu vnitřního atenuátoru $\alpha_{\text{range}} = 31,5$ dB, minimální krok atenuátoru $\alpha_{\text{step}} = 0,5$ dB. Atenuátor je možné řídit pomocí paralelní nebo SPI sběrnice. V tomto projektu byla využita komunikace po SPI sběrnici, umožňující získat z čipu informace o funkčnosti a teplotě čipu.

I2C/SPI most zajišťuje spojení dvou odlišných komunikací. Konkrétně SPI sběrnici, po které dokáže VGA komunikovat a řídicí I2C sběrnici, která je napojena v režimu SLAVE na řídicí mikrokontrolér. Most navíc disponuje i GPIO piny, kterými jsou řízeny RF matice.

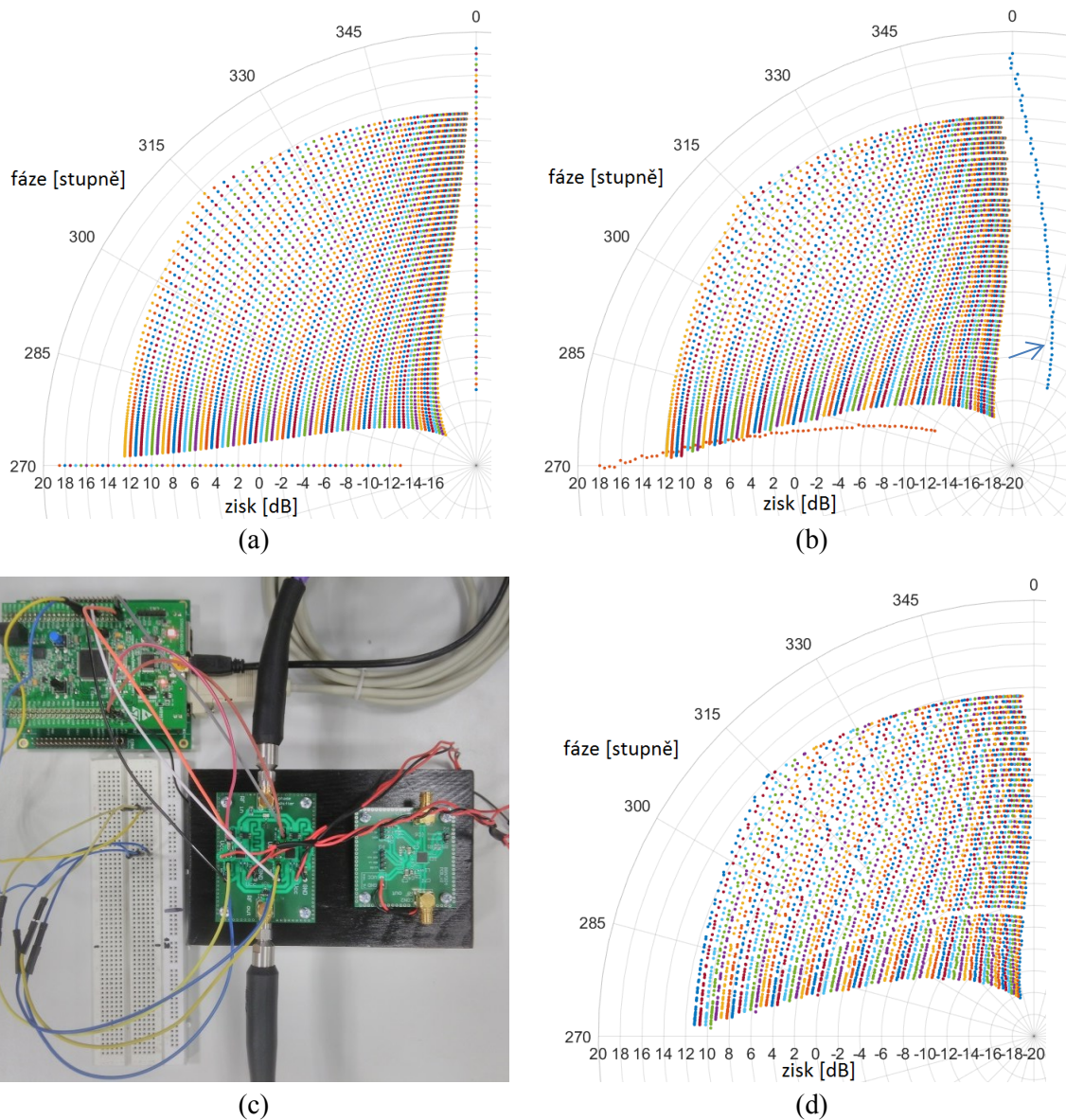
4. TEORETICKÝ A ZPŘESNĚNÝ VÝPOČET

Na obrázku 3(a) se nachází grafický výsledek teoretického výpočtu dosažitelných kombinací fáze a amplitudy signálu vzhledem k parametrům použitého proměnného zesilovače. Na obrázku 3(b) je zpřesněný výpočet kombinací fáze a amplitudy výsledného signálu. Tento výpočet vznikl po změření BGA7204 a získání jeho S parametrů. Z S parametrů proměnného zesilovače bylo patrné, že zesilovač mění svoji fázi v závislosti na nastaveném zesílení, jak ukazuje obrázek 3(b) (průběh označený modrou šipkou).

5. REALIZACE, MĚŘENÍ

Na obrázku 3(c) se nachází fotografie pořízená během měření. Měření probíhalo automatizovaně. Celý proces byl řízen pomocí softwaru MatLab, který přes ethernetový port předával VISA příkazy vektorovému analyzátoru R&S ZVL6. Současně přes sériovou linku posílal příkazy (adresu, data) mikrokontroléru STM32F405. Mikrokontrolér příkazy zpracoval a přes SPI sběrnici řídil nastavení požadovaného zisku jednotlivých zesilovačů. Tento proces proběhl celkem 4096-krát (64 pozic každého čipu). Měření jednoho rozsahu (v tomto případě 270 – 360 stupňů) trvalo 2 hodiny.

Na obrázku 3(d) se nachází výsledky měření pro výše uvedený rozsah. Z těchto výsledků je patrný pokles zisku pro každou pozici. Pokles je způsoben průchodem přes další prvky jako dělič výkonu, RF matici a slučovač. Nastavení fáze lze s mírnou tolerancí označit za shodné. Případné odchylky fáze jsou způsobeny nepřesnostmi vnitřních atenuátorů proměnných zesilovačů a jejich kroku.



Obrázek 3: (a) Teoretický výpočet možných nastavení. (b) Zpřesnění teoretického výpočtu. (c) Zapojení IQ fázovacího článku při měření. (d) Výsledky měřeného IQ článku.

6. ZÁVĚR

V práci bylo dosaženo fázovacího článku založeného na porovnávání I a Q složek. Tento fázovací článek je levnější (v řádu jednotek) než běžný fázovací článek. Jeho hlavní výhodou je větší rozlišení ve fázi než běžný fázovací článek a podstatně větší počet možných kombinací. Nevýhodou je nerovnoměrný krok změny fáze závislé na zesílení a větší potřebná plocha na DPS.

Projekt bude dále pokračovat návrhem digitálního ovládání na spodní straně DPS.

REFERENCE

- [1] HMC199a. *Katalogový list* [online]. [cit. 2016-12-09]. Dostupné z: <http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/hmc199a.pdf>.
- [2] BGA7204. *Katalogový list* [online]. [cit. 2016-12-09]. Dostupné z: http://www.nxp.com/documents/data_sheet/BGA7204.pdf.

MAGNETIC LEVITATION DEVICE

Radim Zedka

Master Degree Programme (1), FEEC BUT

E-mail: xzedka01@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Jiří Miloš

E-mail: milos@feec.vutbr.cz

Abstract: This paper brings some general knowledge about magnetic levitation devices used for aesthetic and entertainment purposes. Two major principles are discussed while their advantages and disadvantages are pointed out. A new principal of hanging-type levitation device is constructed where permanent magnets are implemented into closed-loop magnetic system for lower power consumption. The function of control system is described and power consumption measurements are done.

Keywords: Permanent magnet, levitation, induction coil, closed-loop system,

1 ÚVOD

Levitace je jev, který popisuje stav hmotných objektů vzdorujících gravitační síle jinak než přímým mechanickým působením. Nejčastěji je touto protisilou pole elektrické, nebo magnetické. U magnetického pole je možné k levitaci využít sílu přitažlivou, nebo odpudivou. Podle teorie jsou magnety přitahovány do prostoru s intenzivním (nahuštěným) magnetickým polem (nesouhlasné póly magnetů). Naopak, kde je pole slabé (řídke) jsou magnety odpuzovány od sebe (souhlasné póly magnetů).

Magnetické levitace lze dosáhnout několika způsoby. V jednom případě se využije magnetického zavěšení levitovaného objektu pod fixní nástavec [1], v jiném případě zase levituje předmět nad fixním podstavcem [2]. Pomineme-li principy s využitím supravodivosti, je v obou případech nutné použít zpětnovazebně regulovaný zdroj magnetického pole. Je zřejmé, že první uvedený princip magnetické levitace je jednodušší, neboť regulace přitažlivé síly je snazší než regulace síly odpudivé, kde je nutné levitovaný předmět vyvažovat ve více souřadnicových osách.

Účel zařízení pro magnetickou levitaci může být praktický, nebo pouze estetický. V obou případech však zařízení spotřebovává energii pouze pro pokrytí ztrát v regulované soustavě (při levitaci nekoná užitečnou práci) a je výhodné hledat principy, které mají nízkou spotřebu energie. Za tímto účelem bylo zkonstruováno následující levitační zařízení.

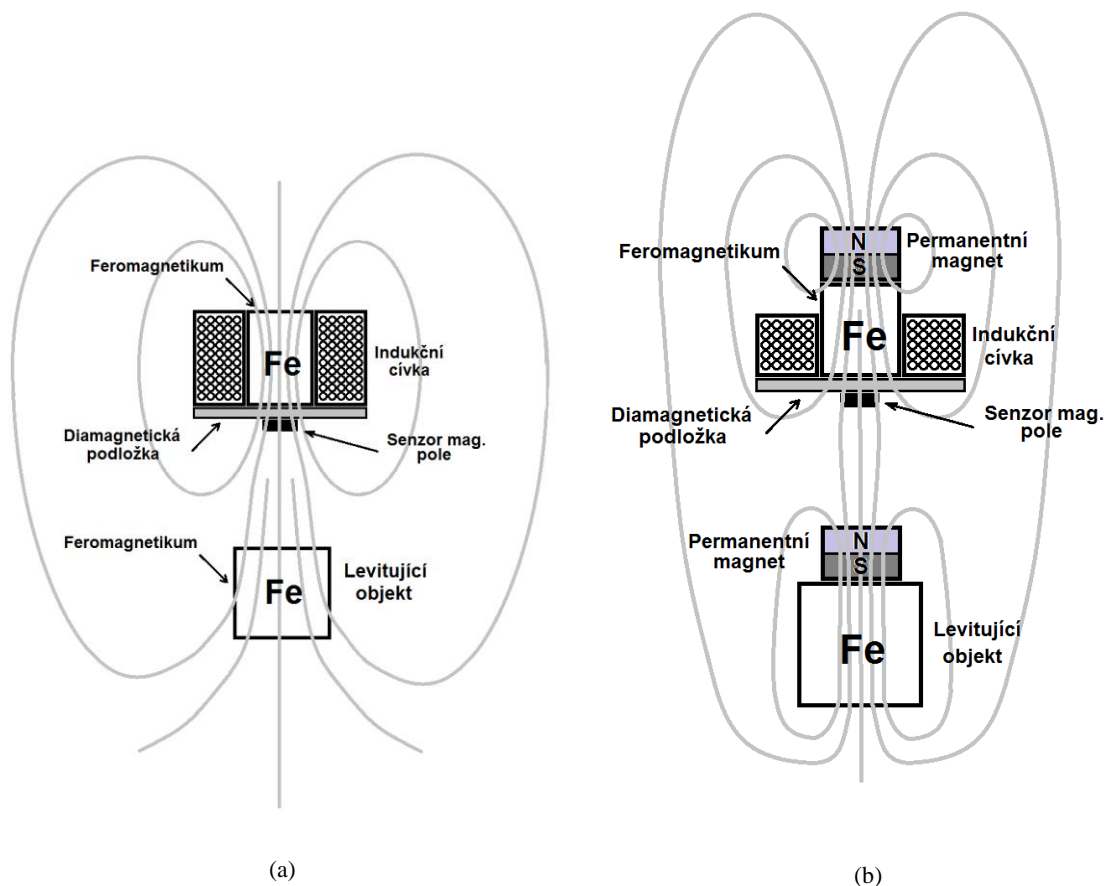
2 PRINCIP ZÁVĚSNÉHO LEVITAČNÍHO ZAŘÍZENÍ

2.1 REALIZACE BEZ POUŽITÍ PERMANENTNÍCH MAGNETŮ

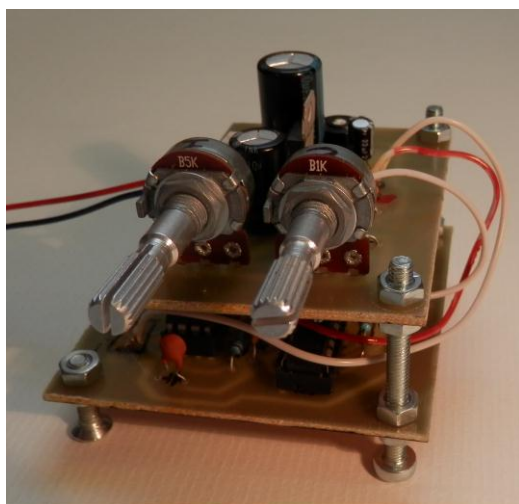
Jedná se o nejběžnější princip závěsného levitačního zařízení, který sestává ze solenoidního elektromagnetu a levitujícího předmětu (feromagnetikum, případně permanentní magnet). Mechanické uspořádání ilustruje Obrázek 1(a).

Vektor magnetické indukce měřený senzorem magnetického pole (Hallův senzor) má svislý směr a velikost je nepřímou úměrnou vzdálenosti levitujícího předmětu od fixní indukční cívky. Dá se říci, že určitá hodnota magnetické indukce (napětí sondy) odpovídá určité vzdálenosti předmětu a jednoduchou regulační smyčkou lze celý systém řídit. Je však velkou nevýhodou, že jediným zdrojem magnetického pole (a tedy i přitažlivé síly) je indukční cívka, která spotřebovává neúmer-

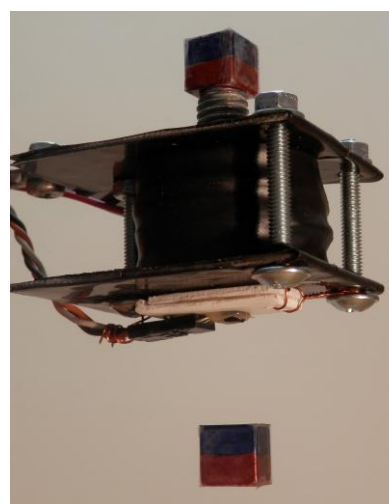
né množství energie, aniž by konala užitečnou práci (levitovaný předmět se nepohybuje). Spotřeba narůstá s nastavenou levitační vzdáleností a je možné ji snížit přidáním permanentního magnetu k levitujícímu objektu.



Obrázek 1: Znáornění funkce levitačního zařízení bez použití (a) a s použitím permanentních magnetů (b).



(a)



(b)

Obrázek 2: Řídicí obvod (a) a levitační mechanismus v provozu (b).

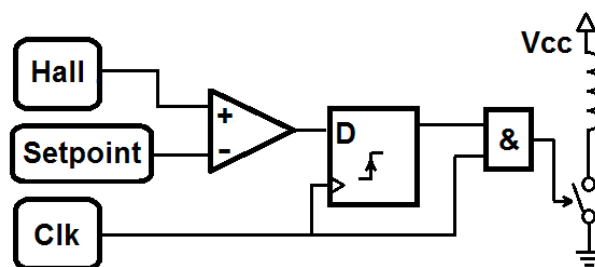
2.2 REALIZACE S POUŽITÍM PERMANENTNÍCH MAGNETŮ

Zde uvedené zařízení bylo zkonstruováno na **vlastním inovativním principu** (viz Obrázek 1(b) a Obrázek 2). Pro generaci magnetického pole byly s výhodou použity permanentní magnety, a to jak na fixní, tak na levitující části zařízení. V závislosti na síle magnetů a hmotnosti feromagnetické zátěže levitující části je možné experimentálně najít vzdálenost, pro kterou přitažlivá síla **téměř dokonale kompenzuje sílu gravitační**. Indukční cívka vytváří magnetické pole opačné polarity a působí tak proti poli permanentních magnetů, čímž udržuje velikost vzduchové mezery konstantní. Spotřeba zařízení je až **desetinásobně snížena** oproti konstrukci bez permanentních magnetů (obvykle stovky mA až jednotky A). Závislost odběru na velikosti vzduchové mezery pro zde uvedené zařízení je v Tabulce 1.

I_{GAP} [mm]	U_{SUP} [V]	I_{SUP} [mA]	P [mW]
22	7,5	95	713
19	7,5	50	375
17	7,5	22	165

Tabulka 1: Závislost spotřeby na vzdálenosti levitovaného předmětu od nástavce.

Princip regulace polohy je patrný z blokového schématu na Obrázku 3. Napětí z Hallova senzoru je komparováno s pevným napětím reference, které je vyladěno do optimálního bodu kompenzace gravitační síly. Indukční cívka je spínána logickými úrovněmi a oslabuje tak pole permanentních magnetů, pokud je levitující objekt příliš vysoko.



Obrázek 3: Blokové schéma zkonstruovaného levitačního zařízení.

3 ZÁVĚR

Využití permanentních magnetů ke snížení spotřeby závěsného levitačního zařízení se osvědčilo a zkonstruované zařízení je toho důkazem. Není pochyb o tom, že magnety naleznou využití i v jiných konstrukcích magnetických levitačních struktur. Je zde také velký prostor pro implementaci permanentních magnetů do principu levitace objektu nad elektronicky řízeným podstavcem.

PODĚKOVÁNÍ

Práce vznikla díky podpoře projektu s označením FEKT-S-17-4707.

REFERENCE

- [1] Vokoun, D., Beleggia, M., Heller, L., Šittner, P.: Magnetostatic Interactions and Forces between Cylindrical Permanent Magnets. *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, 2009, sv. 321, č. 22, s. 3758-3763, ISSN 03048853
- [2] Lahdo, M., Strohla, T., Kovalev, S.: Repulsive Magnetic Levitation Force Calculation For a High Precision 6-DoF Magnetic Levitation Positioning System. *IEEE Transactions on Magnetics*, 2017, sv. 53, č. 3, s. 1-6, ISSN 00189464

FIBER OPTIC INTERFEROMETRY

Petr Srnský

Master Degree Programme (5), FEEC BUT

E-mail: xsrnsk00@stud.feect.vutbr.cz

Supervised by: Milan Čučka

E-mail: xcucka00@stud.feec.vutbr.cz

Abstract: The aim of this thesis is a theoretical analysis of fiber sensoric sensing using coherent interferometry. The first part deals with the description of the sensoric fiber optic sensing and basic physical laws. In the second part is designed model of Mach-Zehnder interferometer in simulation environment VPI photonics. The latest proposal is focused on the implementation of Mach Zehnder interferometer for real functional connections.

Keywords: Interferometer, interference, coherence, detector, laser, coupler

1. ÚVOD

Cílem práce je teoretický rozbor optovláknového sensorického snímání, popis základních fyzikálních veličin a parametrů a následná simulace optického interferometru v programu VPI photonics a aplikace interferometru jako detektoru vibrací, například v různých oblastech sensorové techniky.

Interferometry rozlišujeme na fyzikální interferometry a optické interferometry. Dále se budeme zabývat pouze interferometrem optickým, který je určen pro měření známých frekvencí. Jedná se o Mach-Zehnderův interferometr.

2. OPTOVLÁKNOVÉ SENZORICKÉ SNÍMÁNÍ

Pod pojmem optovláknové sensorické snímání si lze představit určitý druh snímání parametrů za pomoci optických vláken. Zařízení sloužící ke snímání těchto parametrů se nazývá interferometr. Interferometr je zařízení využívající vlnové podoby světla.

Optické interferometry se skládají z optoelektronických součástek jako jsou například: světelné zdroje – Laserové diody nebo DFB lasery, děliče světelných paprsků – couplery nebo splittery, optické vlnovody – jednovláknová vlákna, detektory optického záření – fotodiody.

2.1. FYZIKÁLNÍ VLASTNOSTI SVĚTLA

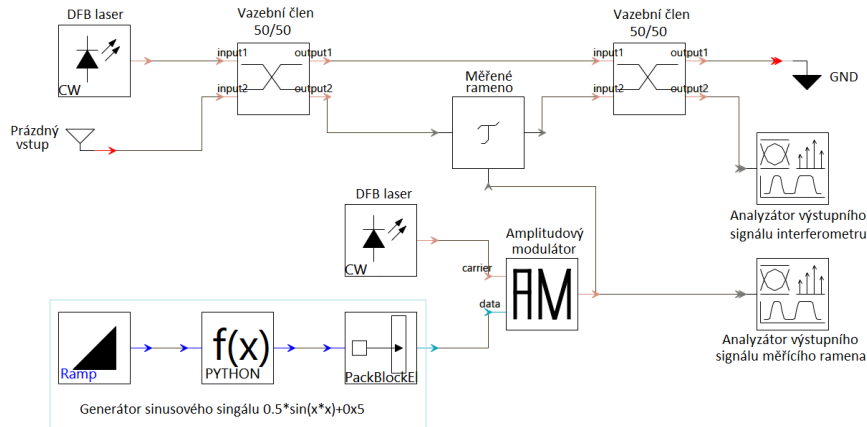
Světlo laseru je monochromatické a koherentní, čímž se zásadně liší například od žárovky. Monochromatické znamená, že má jen jednu barvu, tedy jednu vlnovou délku. Koherentní znamená, že všechny vlny, představme si je jako sinusovky, mají stejnou fázi. Interferometr využívá skutečnosti, že monochromatické světlo je schopné interference, tedy sčítání a odečítání vlny. Důležitým pojmem u optických interferometrů je koherentní délka. Koherentní udává dráhový rozdíl, při němž je světlo daného zdroje schopno interference. V konečném důsledku můžeme konstatovat fakt, že čím větší bude koherentní délka světelného zdroje daného interferometru, tím delší mohou být ramena interferometru. V praxi to znamená, že využijeme-li detektor vibrací pro střežení nějakého objektu, obsáhne tím mnohem větší detekovanou plochu, např. řádově jednotky kilometrů dlouhý oplocený areál, který je potřeba střežit před únikem vězňů. [1]

Koherentní délku lze vyjádřit vztahem:

$$L_{coh} = \frac{c}{\pi * d_v}; d_v = \frac{c}{\lambda^2} * d_l$$

2.2. SIMULACE OPTICKÉHO MIKROFONU NA BÁZI MACH-ZEHNDEROVA INTERFEROMETRU

V simulačním programu VPI photonics bylo navrženo následující schéma. Zdrojem takto navrženého interferometru je DFB laser, který vysílá optický signál do vazebního členu 2 x 2 s dělicím poměrem 50/50. Optický signál se poté rozdělí na dva signály s polovičním optickým výkonem. Horní část interferometru je tzv. referenční rameno. Z výstupu prvního vazebního členu putuje optický signál na vstup druhého vazebního členu, kde se opět rozdělí na dva optické svazky. [2]

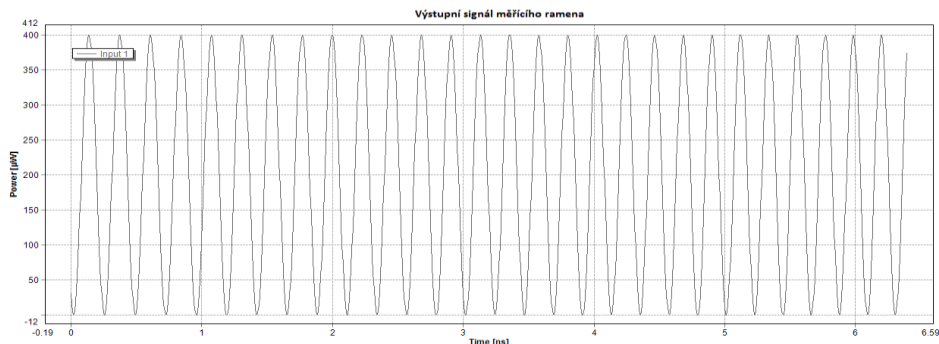


Obrázek 1: Schéma zapojení Mach-Zehnderova interferometru v simulačním prostředí.

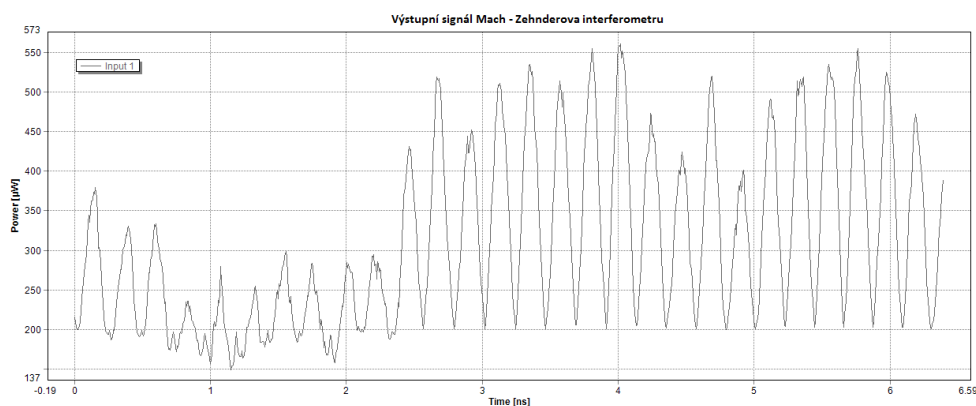
Dolní část interferometru je tzv. měřící rameno. V simulaci byl vytvořen model rušivého signálu, který je vyobrazen na obr. 2. V simulaci tento signál detekujeme pomocí analyzátoru výstupního signálu měřícího ramena. Tento signál má poloviční amplitudu oproti signálu vstupnímu, tedy signálu vstupujícímu do prvního vazebního členu. Signál je přiveden na zpožďovací prvek - blok τ , kde se mísí s původním signálem vstupního DFB laseru, který má už ovšem po průchodu prvním vazebním členem poloviční amplitudu a putuje dále na vstup druhého vazebního členu, kde se opět rozdělí v poměru 50/50. Výsledný měřený signál můžeme pozorovat na obr.3. Zpožďovací prvek byl v simulaci použit proto, abychom se co nejvíce přiblížili podmínkám reálného zapojení.

V simulaci byl jako měřený signál zvolen sinusový signál, který se skládá ze tří bloků. V prvním bloku se vytváří proměnná x . Ve druhém bloku se počítá matematická funkce $0,5 \sin(x^2) + 0,5$. Ve třetím bloku dochází k přeměně matematického signálu na signál elektrický.

Matematická funkce je volena tak, aby co nejvíce odpovídala realitě, kdy $\sin(x^2)$ reprezentuje sinusový průběh. Vynásobíme-li $\sin(x^2)$ mocnitelem 0,5, docílíme poloviční amplitudy signálu. Pokud k této funkci přičteme 0,5, posuneme frekvenční osu průběhu do poloviny osy amplitudy. Toto děláme proto, aby bylo možné signál modulovat na signál optický. [2]



Obrázek 2: Výstupní signál měřícího ramena (rušivý signál)



Obrázek 3: Výstupní signál Mach-Zehnderova interferometru

2.3. MACH-ZEHNDERŮV INTERFEROMETR V PRAXI

Interferometr lze v praxi realizovat pomocí DFB laseru s vlnovou délkou 1550 nm a vyzářovacím výkonem 0.8 mW. Stejná konfigurace byla zvolena i v simulaci. Dále lze využít dvou vazebních členů 50/50 a jednovidového optického vlákna. Z výstupu prvního vazebního členu vedeme optickým kabelem signál do druhého vazebního členu, kde světelné paprsky interferují a vyhodnocují se zde fázové změny ovlivněné změnou optické trasy měřeného ramena. Z druhého vazebního členu je optický signál převeden na signál elektrický fotodiodou, zesílen a zobrazen například na osciloskopu. V praxi můžeme optický kabel v části měřeného ramena připevnit například na membránu reproduktoru, kterou budíme elektrickým signálem, čímž dochází k vibracím membrány. Lze tedy tímto způsobem změřit frekvenci, kterou daný reproduktor generuje. Na osciloskopu poté můžeme sledovat výstupní signál interferometru.

3. ZÁVĚR

Cílem práce byl popis optovláknové interferometrie a aplikace měřícího zařízení v praxi.

V první části jsou popsány fyzikální principy, které je potřeba vysvětlit, aby byla pochopena základní problematika měřících zařízení – tyto zařízení nazýváme měřícími interferometry.

V druhé části byl simulován model optického mikrofону na principu Mach-Zehnderova interferometru. Zde je navrženo funkční schéma v programu VPI photonics s příslušnými výstupy.

Třetí část se zabývá návrhem optického mikrofónu opět na bázi Mach-Zehnderova interferometru, který je schopen měřit známé frekvence. Zde jsou popsány základní optoelektronické prvky, ze kterých lze takový měřící přístroj sestavit.

REFERENCE

- [1] Koherenční optika – Interferometrie. ÚPT AV ČR[online]. Brno, 2017 [cit. 2017-03-10]. Dostupné z: <http://www.isibrno.cz/ko2/index.html>
- [2] DORAZIN, David. Distribuované optické senzorické systémy [online]. Brno, 2017 [2017-03-10] Dostupné z: https://www.vutbr.cz/www_base/zav_prace_soubor_verejne.php?file_id=125043
- [3] Optical fibre Mach-Zehnder Microphone. IEEE [online]. 2007, **2007**, 389-391 [cit. 2017-03-10]. DOI: 10.1109/IMOC.2007.4404287. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/search/searchresult.jsp?newsearch=true&queryText=optical%20fibre%20mach-zehnder%20microphone>

Magisterské projekty

Kybernetika a automatizace

COMPARING DIFFERENT TYPES OF LIGHT SOURCES

Daniel Janík

Master Degree Programme (2), FEEC BUT

E-mail: xjanik11@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Marie Havlíková

E-mail: havlika@feec.vutbr.cz

Abstract: This article deals with the choice of an appropriate light source. Nine samples were measured and the results offer a comparison of different light sources and describe their differences. The results furthermore compare given light sources in terms of color rendering of light and luminous efficiency.

Keywords: Light source, LED, bulb, color rendering index

1 ÚVOD

Správný výběr vhodného světelného zdroje je velmi důležitý. Obzvláště v dnešní době velkého rozmachu LED světelných zdrojů je nutné se zaměřit na jeho kvalitu, účinnost, vyzařované spektrum a účel použití. Špatný výběr světelného zdroje může mít negativní vliv nejen na subjektivní podání prostoru, který je daným světelným zdrojem osvětlován, ale může mít vliv i na naše zdraví, na náš zrak a může negativně ovlivňovat procesy v lidském těle, například cirkadiální rytmy. Tento článek ukazuje srovnání několika konkrétních změřených světelných zdrojů různého typu stejnou metodikou měření.

2 MĚŘICÍ METODY A PARAMETRY SVĚTELNÝCH ZDROJŮ

Protože je cílem světelné zdroje porovnávat mezi sebou, bylo nutné stanovit parametry, které jsou měřitelné u všech vzorků měřených světelných zdrojů. Porovnávání bylo prováděno ve dvou oblastech – v oblasti elektrických parametrů a v oblasti světelně technických parametrů. Mezi vybrané elektrické parametry patří napětí U , proud I , činný P , zdánlivý S a jalový Q výkon, účinník $\cos \phi$, power faktor PF , frekvence f , mezi světelně technické pak světelný tok, teplota chromatičnosti, index barevného podání, barevné souřadnice v trichromatické soustavě a spektrum, které světelný zdroj vyzařuje. [2]

2.1 MĚŘENÍ ELEKTRICKÝCH PARAMETRŮ

Pro měření elektrických parametrů byl použit průchozí analyzátor sítě SMP44, KMB SYSTEMS. Jedná se o zařízení určené primárně k analýze a monitoringu přenosových sítí nízkého napětí z hlediska kvality elektrické energie. Zařízení umožňuje měřit v třífázové soustavě, pro případ měření elektrických parametrů světelných zdrojů byla využita pouze jedna fáze. Analyzátor sítě měří a ukládá do paměti každých 5 s U , I , P , Q , S , $\cos \phi$, PF , f a napětí a proud na vyšších harmonických. Pro měření křížových charakteristik světelných zdrojů byl použit průchozí digitální wattmetr HAMEG HM8115-2 a to P , Q , S , U , I , PF [1]

2.2 MĚŘENÍ SVĚTELNĚ TECHNICKÝCH PARAMETRŮ

Pro měření světelně technických parametrů jako světelný tok ϕ , teplota chromatičnosti T , index barevného podání Ra , spektra, které světelný zdroj vyzařuje, byl použit kulový integrátor – dutá koule, jejíž vnitřní povrch je natřen bílou, dokonale odrazivou rozptylnou a barevně neselektivní vrstvou. Světelný zdroj je uzavřen uvnitř kulového integrátoru a světelný tok vycházející z kulového integrátoru je při zanedbání nedokonalostí nulový. Na kulový integrátor je opticky připojen spek-

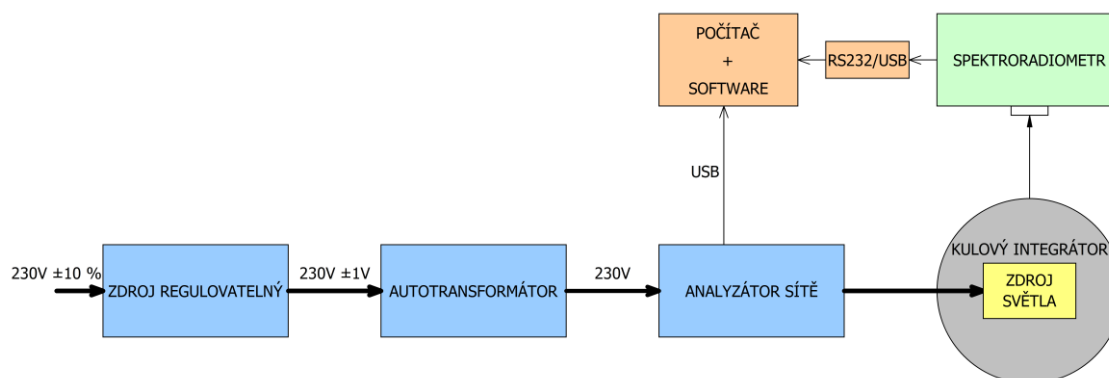
troradiometr CS-1000A Konica Minolta, který měří uvedené světelně technické parametry. Pro měření teploty chromatičnosti lze použít i chromametr, ale spektrometr má v tomto případě přesnější výsledky.

2.3 MĚŘICÍ ŘETĚZEC

Světelný tok ϕ je měřen nepřímo, je součinem změřeného jasu spektrometrem a konstanty kalibrovaného kulového integrátoru. Podobně jsou měřeny i ostatní světelně technické veličiny spektrometrem, který je přes rozhraní RS232 připojen k počítači s ovládacím softwarem. Software ovládá každé jednotlivé měření, případně sekvenci těchto měření a exportuje je do tabulky.

Elektrické parametry zaznamenával v průběhu celého měření v 5s časových intervalech analyzátor sítě SMP44, KMB SYSTEMS, který byl připojen prostřednictvím USB k počítači a pomocí příslušného software ENVIS byl obsah paměti analyzátoru exportován do tabulky MS Excel.

Na začátku celého měřicího řetězce je zařazen regulovatelný digitální zdroj s pevně nastaveným výstupním napětím s přesností napětí ± 1 V. Dále byl pro jemné doladění napětí zařazen autoransformátor, aby do další části řetězce vstupovalo jmenovité napětí U 230V. Celý měřicí řetězec je znázorněn na Obrázku 1.



Obrázek 1: Měřicí řetězec pro měření elektrických a světelně technických parametrů světelných zdrojů.

3 VYHODNOCENÍ MĚŘENÍ

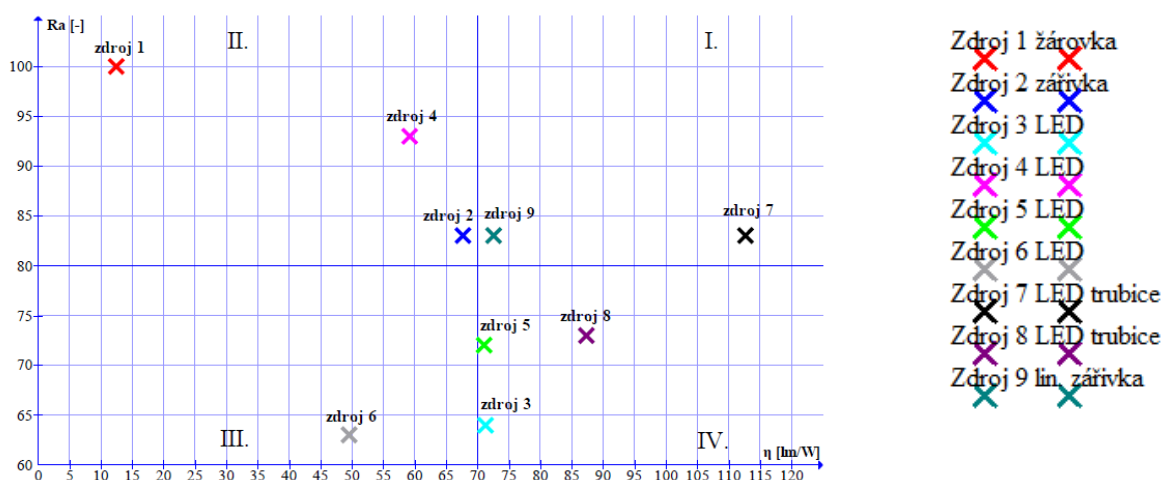
Srovnání naměřených výsledků představuje porovnání LED světelných zdrojů, jakožto možných náhrad starších klasicky používaných světelných zdrojů jako žárovka, kompaktní zářivka a lineární zářivka. Cílem bylo zjistit, jestli jsou LED světelné zdroje srovnatelné s klasicky používanými a jestli jsou na takové úrovni, aby mohly být plnohodnotnou ekvivalentní náhradou klasických světelných zdrojů. V rámci srovnávání bylo proměřeno následujících devět světelných zdrojů:

Zdroj 1 – Klasická žárovka čirá 60W, E27,	
Zdroj 2 – Kompaktní zářivka OSRAM 15W, E27, 840 lm	změřeno 13,2 W, 903 lm
Zdroj 3 – LED žárovka AFIMO 5W (5x1W COB), E27, 400 lm	změřeno 5,6 W, 396 lm
Zdroj 4 – LED žárovka IKEA 11W, E27, 600 lm	změřeno 10,6 W, 367 lm
Zdroj 5 – LED žárovka AFIMO 5,5W (1x5,5W MCOB), E27, 500 lm	změřeno 4,8 W, 332 lm
Zdroj 6 – LED žárovka TIP A 2,4W, E27	změřeno 1,9 W, 93,6 lm
Zdroj 7 – LED trubice AFIMO vysokosvítivá 20W, T8, 2100 lm	změřeno 20,3 W, 2279 lm
Zdroj 8 – LED trubice AFIMO standard 20W, T8, 1800 lm	změřeno 19,7 W, 1718 lm
Zdroj 9 – Lineární zářivková trubice OSRAM 36W, T8, 3350 lm	změřeno 44,1 W, 3201 lm

Světelný tok ϕ se u jednotlivých světelných zdrojů lišil v závislosti na výkonu světelného zdroje, ale mnohem důležitějším parametrem je v tomto případě průběh světelného toku v čase od připojení světelného zdroje k napájecímu napětí do doby, než se světelný tok ustálí na konstantní hodnotě.

U klasických žárovek je tento čas téměř k nulový a je dostupnou technikou v rámci prováděného měření neměřitelný, u zářivek se tato hodnota pohybuje v řádu minut, u LED světelných zdrojů je možné také dosáhnout plného světelného toku téměř ihned, ale postupným zahříváním čipu dochází k mírnému poklesu.

Podle barevných vlastností lze zjednodušeně rozdělit světelné zdroje na studené bílé (s vyšší teplotou chromatičnosti) a teplé bílé (s nižší teplotou chromatičnosti), je to závislé na množství a velikosti jednotlivých složek, zastoupených ve spektru daného světelného zdroje. Při výběru světelného zdroje je rovněž nutné zohlednit index barevného podání Ra. Z důvodů světelné pohody by tato hodnota v obytných prostorách neměla klesnout pod 80, u klasických žárovek je 100, u moderních LED světelných zdrojů se pohybuje okolo 80. Na Obrázku 2 je vidět srovnání měřených světelných zdrojů z pohledu indexu barevného podání a měrného světelného výkonu. Z grafu vyplývá, že nejlépe jsou na tom světelné zdroje spadající do I. kvadrantu, nejhůře potom ty ze III: kvadrantu.



Obrázek 2: Hodnocení světelných zdrojů z pohledu barevného podání a měrného světelného výkonu.

4 ZÁVĚR

Z naměřených výsledků plyne, že nelze jednoduše stanovit nejlepší z měřených vzorků světelných zdrojů. Výběr vhodného světelného zdroje je složitý proces, který je určen především účelem použití světelného zdroje a prostředím, pro které je určen. Je nutné si uvědomit, jestli je od daného světelného zdroje očekávána úspora elektrické energie nebo kvalita vyzařovaného záření (například spojitost spektra) nebo kompromis mezi těmito dvěma extrémami. V oblasti teploty chromatičnosti dosahuje nejlepších výsledků klasická žárovka a žádný jiný z měřených vzorků se jí svým barevným podáním ani nepřibližuje, naopak největší účinnosti dosahují LED světelné zdroje, konkrétně potom v tomto případě LED trubice. Klasická žárovka má účinnost nejhorší.

REFERENCE

- [1] HABEL, Jiří. Světelná technika a osvětlování. 1. vyd. Praha: FCC Public, 1995, 437 s. ISBN 80-901-9850-3.
- [2] SOKANSKÝ, Karel, Tomáš NOVÁK, Marek BÁLSKÝ, Zdeněk BLÁHA, Zbyněk CARBOL, Daniel DIVIŠ, Blahoslav SOCHA, Jaroslav ŠNOBL, Jan ŠUMPICH a Petr ZÁVADA. Světelná technika. Vyd. 1. Praha: České vysoké učení technické v Praze, 2011, 255 s. ISBN 978-80-01-04941-9
- [3] ŽÁK, P. Trendy ve světelných diodách a svítidlech se světelnými diodami. Časopis Světlo. 2010 roč. 12, č. 6, s. 16-18. ISSN 1212-0812.

METHODS FOR SIMULTANEOUS SELF-LOCALIZATION AND MAPPING FOR DEPTH CAMERAS

Adam Ligocki

Master Degree Programme (2), FEEC BUT

E-mail: xligoc01@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Luděk Žalud

E-mail: zalud@feec.vutbr.cz

Abstract: This work deals with the extension of the existing implementation of RGBD Visual SLAM with additional data source from wheel odometry of robot's chassis, on which RGBD sensor is located. Each of these two position estimation methods has a different character measurement uncertainty. By combining these methods together we could be able to suppress the disadvantages of both approaches, and in the result we would be able to create more accurate model of the robot's environment, which was unknown at the beginning of the measurement. Also accuracy of position estimation in created model can be improved.

Keywords: SLAM, Visual SLAM, Odometry, Kinect, 3D Mode, Position Estimation

1 INTRODUCTION

These days we can see an ever-accelerating automation of all human activities. For the machines to be able to carry out any human tasks, they have to be equipped with systems which provide them with feedback from its surroundings, allowing them to orientate in it.

In the field of autonomous machine orientation in the known and the unknown environment, there are many different techniques and approaches to give the robot capability to perceive its surroundings. We can mention for example: various proximity sensors, laser scanners, or for example random space passing and mapping based on Markov chains. Another option is called a Visual Odometry (Visual SLAM).

2 VISUAL SLAM

Visual Odometry is a technique of position estimation within the specified environment map that is inspired by human way of orientation. In this approach the robot is equipped with a set of image sensors and based on the data obtained from these sensors it is trying to create a model of the surroundings (unless is not given in advance) and in this model it tries to estimate its own position.

This work builds on the basis of a state-of-art project called Elastic Fusion [1], which has been tested on Linux Ubuntu 14.04. This project uses as input sensor RGBD camera. It is a device which combines classical RGB chip with matrix distance sensor, often called a depth camera. The position estimation in this project is divided into two domains. First, color domain, is based on illumination correlation of RGB images with environment model while the second, space domain performs ICP technique of spatial information from depth camera over the model (environment map).

The original project works with older type of RGBD sensor. As part of this project the software API to communicate with RGBD sensor, which is built on the basis of the OpenNI library, has been modified so that the program is now able to works with a newer model of RGBD camera, Kinect v2.

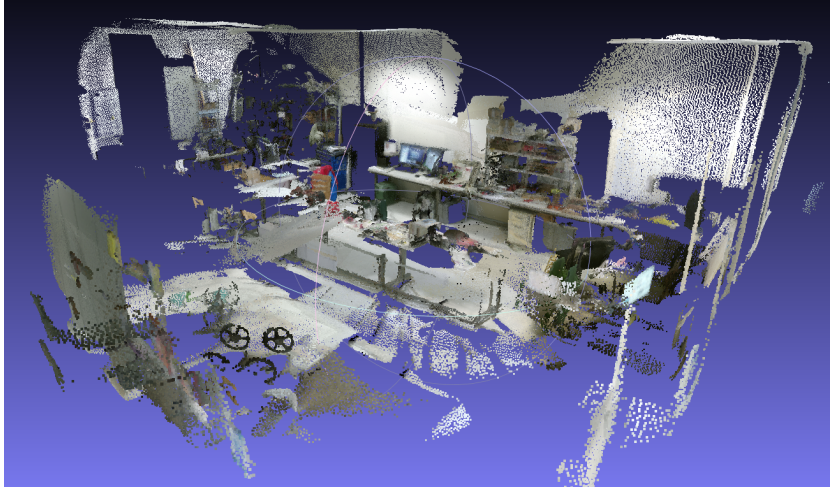


Figure 1: Model of laboratory created by extended Elastic Fusion project and Kinect v2 sensor

To use Kinect v2, in SLAM measurement it is necessary to perform sensor calibration to be able to interpret measured data into 3D space.

The main problem of Visual SLAM is to simultaneously building a map and self-localizing in it. These are two contradictory problems that must be solved iteratively. Due to this fact, when robot is passing through unknown terrain there is constantly increasing cumulated error of position estimation and also the created map's deformation to the original surrounding. That when the measurement begins at point A, then robot travels a certain distance and again physically returns to point A, but according the SLAM it will be located in different place. However this problem can be solved by Loop Closing technique, but it often fails and it is better to prevent this map deformations.

3 WHEEL ODOMETRY

Wheeled odometry, often called Dead Reckoning [2], is the method of position estimation of the robot based on the information on the distance it passed. Typically, this problem is solved by quadrature encoders mounted on the wheels of the robot that measures the number of wheel's rotations.

As part of my work the measuring vehicle has been constructed. It has two wheels on the main axle with RI58-O / 5000AS.41RB quadrature encoders mounted. Furthermore, the vehicle is equipped with STM32F4 Discovery module, which is fitted into the extending shield. This computing unit functions as a collector of data from the encoders, which are then passed to the PC through the emulated USB serial line or a Bluetooth virtual serial line.

The PC is running the background daemon, which performs a model calculation of the vehicle odometry and through a POSIX system pipes it provides output of Dead Reckoning telemetry to the Visual SLAM process, which is able to reduce cumulative position estimation error.

$$d' = f(x, y, \Phi, \Delta d_r, \Delta d_l) = \begin{bmatrix} x \\ y \\ \Phi \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{\Delta s_r + \Delta s_l}{2} \cos\left(\Phi + \frac{\Delta s_r - \Delta s_l}{2b}\right) \\ \frac{\Delta s_r + \Delta s_l}{2} \sin\left(\Phi + \frac{\Delta s_r - \Delta s_l}{2b}\right) \\ \frac{\Delta s_r - \Delta s_l}{b} \end{bmatrix} \quad (1)$$

where x and y are robots space coordinations, Φ is robot orientation. Δd_r and Δd_l are right and left wheel distance changes and b is robot's chassis base.

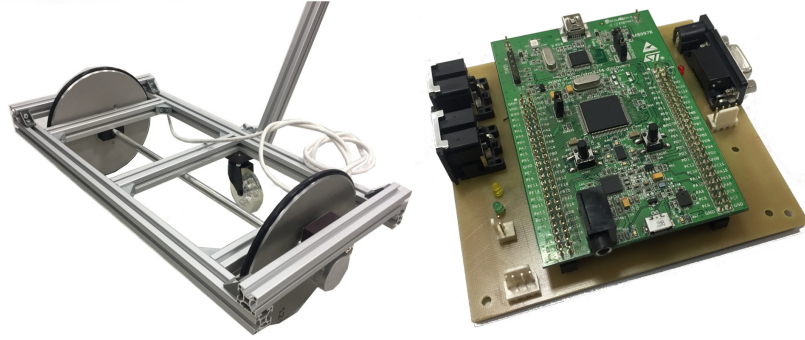


Figure 2: Detail of measurement vehicle and STM32F4 shield

4 DATA FUSION

For mutual compensation of uncertainties of both previously mentioned methods, Kalman Filter [3] has been implemented. It performs a linear combination of input data from both data sources in such a way that the measurement matrix gives larger weight on short-term accurate data from Wheel Odometry and smaller weight on the longer term reliable data from Visual Odometry. The most interesting part of Kalman Filter implementation [3] is placed in measurement matrix H , which looks as follows.

$$z_k = \begin{bmatrix} x_{z,k} \\ \dot{x}_{z,k} \end{bmatrix} = Hx_k + v_k = \begin{bmatrix} C & (1-C) & 0 & 0 \\ \frac{C}{\Delta t} & \frac{1-C}{\Delta t} & \frac{-C}{\Delta t} & \frac{-(1-C)}{\Delta t} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{wheel,k} \\ x_{visual,k} \\ x_{wheel,k-1} \\ x_{visual,k-1} \end{bmatrix} + v_k \quad \text{for } 0 \ll C < 1 \quad (2)$$

5 CONCLUSION

In this paper the extension of Elastic Fusion project has been described. It includes the software modules for Kinect v2 data input adaptation, RGBD camera calibration, modules to calculate and receive data from position estimation of the Wheel Odometry of vehicle on which the RGBD camera is mounted and all these extensions are used to create more accurate Visual SLAM positioning process.

In conclusion, the implementation with extended data sources shows less accumulated error over time and produces more accurate models of unfamiliar surroundings.

REFERENCES

- [1] WHELAN, Thomas, Stefan LEUTENEGGER, Renato F. SALAS-MORENO, Ben GLOCKER a Andrew J. DAVISON. ElasticFusion: Dense SLAM Without A Pose Graph [online]. 9 [cit. 2017-03-11]. Available from: <http://thomaswhelan.ie/Whelan15rss.pdf>
- [2] EVERETT, H. R. Sensors for Movable Robots. Taylor & Francis, 1995. ISBN 1-56881-08-2.
- [3] WELCH, Greg a Gary BISHOP. An Introduction to the Kalman Filter [online]. 42 [cit. 2017-03-11]. Available from: http://www.cs.unc.edu/tracker/media/pdf/SIGGRAPH2001_CoursePack_08.pdf

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.

ROBOTIC MEASUREMENT OF GAMMA RADIATION

Tomáš Lázna

Master Degree Programme (2), FEEC BUT

E-mail: xlazna00@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Luděk Žalud

E-mail: zalud@feec.vutbr.cz

Abstract: This paper presents advanced robotic platform for radiation measurement. Radiation mapping and lost source localization algorithms are suggested. The latter is based on following the intensity gradient. A method for interpolation of the source coordinates is described. Applicability of the algorithms is supported by realization of experiments with real radiological sources.

Keywords: radiation detection, radiological sources, autonomous localization, CBRN protection

1 ÚVOD

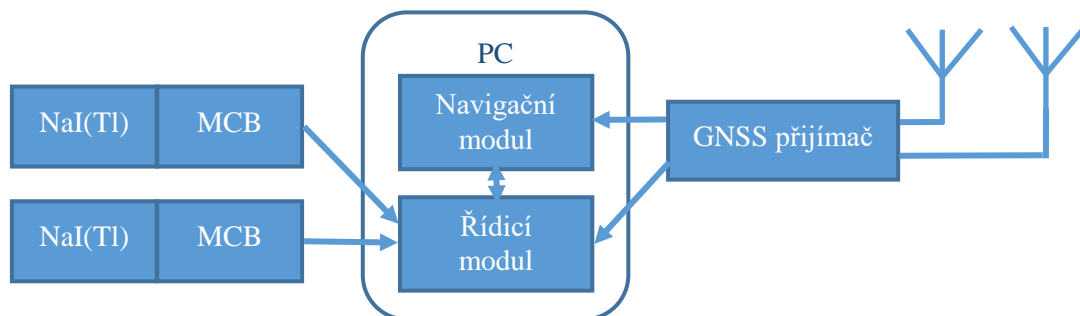
V současné době je nutné potýkat se s celou řadou nových hrozeb. Na důležitosti nabývá obrana proti chemické, biologické, radiologické a jaderné (CBRN) hrozbě. Ministerstvo zdravotnictví v USA definuje několik typů teroristických útoků, které zahrnují použití zdrojů ionizujícího záření (IZ) [1]. Pokud by k takové události skutečně došlo, je důležité co nejdříve zdroje lokalizovat a zneškodnit. Pro tento úkol se jeví vhodně použití robotických systémů, které jsou ve srovnání s člověkem odolnější proti ionizujícímu záření, a jsou také snadno nahraditelné.

V článku je představena pokročilá robotická platforma pro měření záření gama. Jsou popsány dva algoritmy pro autonomní vyhledávání zdrojů IZ. Oba byly ověřeny reálnými experimenty, jejichž výsledky jsou rovněž prezentovány.

2 TECHNICKÉ VYBAVENÍ

Systém pro autonomní vyhledávání zdrojů záření gama se skládá z mobilní robotické platformy, přesného GNSS přijímače a detekčního systému. Jako robotická platforma je použit civilní průzkumný robot Orpheus-X3. Robot nese potřebné vybavení a je řízen programem na vnitřním PC.

Za účelem navigace robotu je potřeba zajistit co nejpřesnější sebelokalizaci. O tu se stará dvojice RTK GNSS přijímačů Trimble BX982. Ve výsledku je dosaženo přesnosti navigace přibližně jeden centimetr [2]. Zařízení komunikuje přes UDP protokol ve formátu standardních NMEA zpráv. Pro detekci záření gama jsou použity dva dvoupalcové scintilační detektory typu NaI(Tl). Jako multi-kanálový analyzátor je použit modul NuNA MCB3 od firmy Nuvia [3]. Zajišťuje rovněž komunikaci s počítačem přes TCP/IP. Důvodem použití dvou detektorů je směrová citlivost výsledného



Obrázek 1: Blokové schéma zapojení měřicího systému

systemu, s jejímž využitím se počítá při vývoji nových řídicích algoritmů. Blokové schéma propojení jednotlivých komponent je možné vidět na obrázku 1.

3 RADIAČNÍ MAPOVÁNÍ

Mezi základní metody pro lokalizaci zdrojů IZ patří vytvoření mapy plošné distribuce intenzity IZ v zadané oblasti, reprezentované počtem pulsů za sekundu (CPS) nebo dávkovým příkonem. Mapování je časově náročný proces, ale má uplatnění v situaci, kdy je v oblasti přítomných několik zdrojů s řádově různou aktivitou. Prvním vstupem do řídicího algoritmu jsou souřadnice vrcholů polygonu, který má být zmapován. Robot vytyčenou oblast projede po rovnoběžných liniích s danou roztečí, což je druhý vstupní parametr.

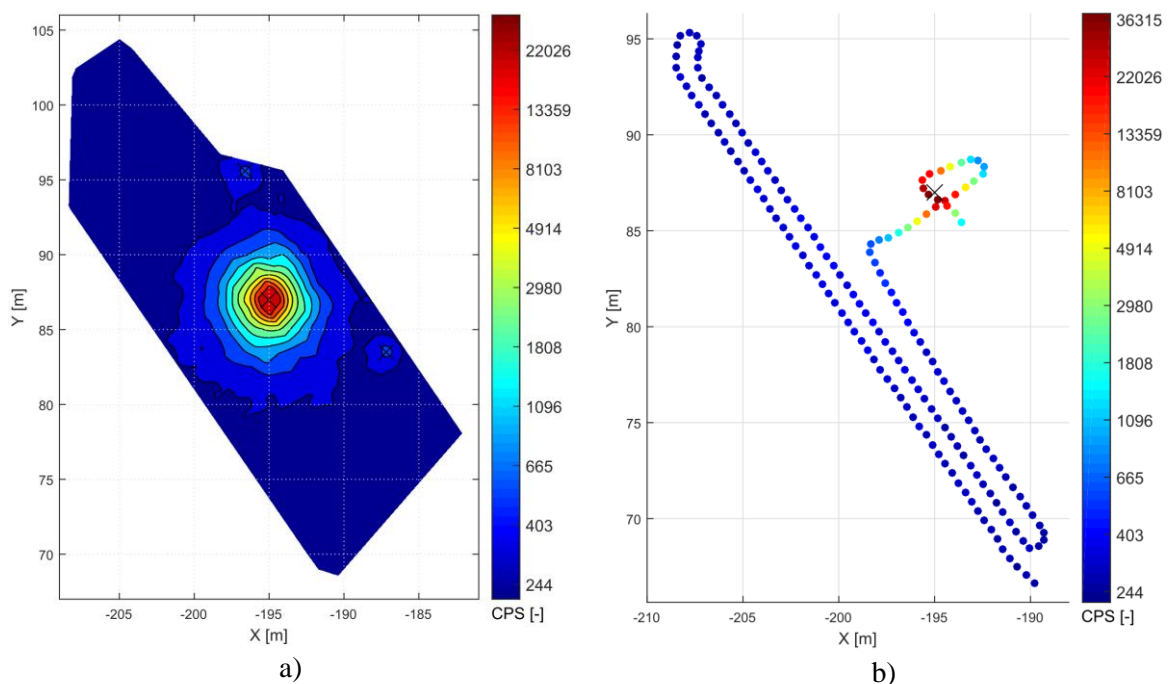
V průběhu průjezdu stanovené trajektorie jsou s periodou jedna sekunda vyčítány CPS z detektorů záření a příslušné souřadnice z GNSS modulu. Po skončení měření jsou data vyhodnocena. Nejprve je nutné interpolovat hodnoty CPS v bodech pravidelné mřížky, k tomu je možné použít Delaunayho triangulaci [4]. Po tomto kroku již je možné mapu vizualizovat a pozici zdrojů určit ručně.

Automatický výpočet pozice se skládá ze tří kroků. Nejdříve jsou nalezeny lokální maxima v mapě. Pro každé maximum jsou následně z množiny dat vybrány body, které spadají do stanoveného poloměru. Nakonec jsou tyto body proloženy vhodnou funkcí. Jako hrubou aproximaci je možné využít paraboloid, jelikož jeho parametry je možné snadno analyticky spočítat pomocí metody nejmenších čtverců [5]. Souřadnice vrcholu paraboloidu potom odpovídají souřadnicím hledaného zdroje.

4 VYHLEDÁVÁNÍ ZDROJE ZÁŘENÍ

Pokud je kritické co nejrychlejší nalezení silného zdroje záření, je možné využít navržený algoritmus založený na sledování gradientu intenzity IZ.

Počáteční nastavení je identické jako v případě radiačního mapování. Rozdílem je dynamické přepřelánování trajektorie na základě změřených dat. Po projetí každé linie jsou data testována na přítomnost peaku. Pokud je nalezen peak ve dvou po sobě jdoucích liniích a vzdálenost jejich průmětů do aktuální linie nepřesahuje zadanou mez, je naplánovaná nová měřicí linie kolmá na ty stávající a protínající úsečku spojující průměty v jejím středu. Jakmile robot dosáhne nové linie, jsou data po



Obrázek 2: Výsledek a) radiačního mapování, b) vyhledávání silného zdroje.

každé měřicí periodě opět testována na přítomnost peaku. Je-li nalezen, robot projede smyčku v okolí předpokládané pozice zdroje, což poskytne data pro její přesnější interpolaci. Vyhodnocení pozice zdroje probíhá analogicky jako v předchozí kapitole, pouze není interpolovaná celá mapa a vychází se z globálního maxima naměřených pulsů – hledá se pouze jeden zdroj.

5 VYHODNOCENÍ EXPERIMENTŮ

Oba prezentované algoritmy byly ověřeny pomocí reálných experimentů. Při prvním experimentu byly použity tři zdroje záření gama, konkrétně ^{60}Co o aktivitě 40 MBq, ^{60}Co o aktivitě 220 kBq a ^{137}Cs o aktivitě 350 kBq. Byl vytyčen nepravidelný sedmistranný měřicí polygon o ploše 438 m², rozstup měřicích linií byl zvolen 1 m. Průjezd oblasti trval robotu přibližně 15 minut, výsledná radiční mapa je na obrázku 2a. Pomocí křížků jsou v mapě vyznačeny dopočítané pozice zdrojů. Rozdíl změřené a vypočítané pozice zdroje činil přibližně 7 cm, což je hodnota srovnatelná s chybou referenčního měření.

Druhý experiment ověřil rychlé vyhledávání zdroje. Byl použit stejný měřicí polygon, ale pouze jeden zdroj záření gama – ^{137}Cs o aktivitě 90 MBq. Výsledek experimentu je vizualizován na obrázku 2b. Řídící algoritmus po průjezdu prvních dvou linií odhadl směr, ve kterém se nachází zářič, a poslal k němu robot. Celý experiment zabral 3 minuty, rozdíl změřené a vypočítané pozice zdroje činil opět přibližně 7 cm.

6 ZÁVĚR

Prostřednictvím praktických experimentů se podařilo ověřit, že s použitím navrženého robotického detekčního systému je možné lokalizovat zdroje záření gama v definované oblasti, přičemž není potřebná součinnost operátora. Použití inteligentního lokalizačního algoritmu prokazatelně vede ke zrychlení nalezení zářiče. Přesnost určení pozice zdrojů je při aplikaci obou algoritmů dostatečná na to, aby mohly být efektivně zneškodněny lidským operativním týmem.

V současné době se pracuje na nových algoritmech, které by s využitím směrově citlivých detektorů měly být schopné rychle lokalizovat větší množství zdrojů ionizujícího záření v dané oblasti.

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.

REFERENCE

- [1] Radiological Dispersal Device Playbook. *Public Health Emergency* [online]. Washington, DC: U.S. Department of Health and Human Services, 2015 [cit. 2017-03-12]. Dostupné z: <https://www.phe.gov/preparedness/planning/playbooks/rdd/Pages/default.aspx>
- [2] JILEK, Tomas. Radiation intensity mapping in outdoor environments using a mobile robot with RTK GNSS. *International Conference on Military Technologies (ICMT) 2015* [online]. IEEE, 2015, 1-7 [cit. 2017-03-12]. DOI: 10.1109/MILTECHS.2015.7153755. ISBN 978-8-0723-1977-0. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/document/7153755/>
- [3] NUZIA. *Product Catalogue*. [online]. 2016 [cit. 2017-03-27]. Dostupné z: http://www.nuvia.co.uk/_includes/docs/Nuclear-Measurements-Catalogue.pdf
- [4] AMIDROR, Isaac. Scattered data interpolation methods for electronic imaging systems: a survey. *Journal of Electronic Imaging* [online]. 2002, 11(2), 157–176 [cit. 2017-03-27]. Dostupné z: http://molly.magic.rit.edu/~mac/test/paper_pdf.pdf
- [5] EBERLY, David. Least Squares Fitting of Data. *Geometric Tools* [online]. 2016 [cit. 2017-03-27]. Dostupné z: <http://www.geometrictools.com/Documentation/LeastSquaresFitting.pdf>

THERMAL CONDUCTIVITY MEASUREMENTS

Jakub Krejčí

Master Degree Programme (2. year), FEEC BUT

E-mail: xkrejc44@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Petr Beneš

E-mail: benesp@feec.vutbr.cz

Abstract: This thesis deals with non-stationary thermal conductivity measurement using point heat source. There are compared various measurements of thermal conductivity and designed own correction for pulse duration. The practical part describes created exemplar for possible use in laboratory exercises including achieved results and comparing with simulations.

Keywords: Thermal conductivity, non-stationary measurement, point heat source, correction of thermal conductivity for pulse length

1 ÚVOD

Tepelná vodivost je jeden z fyzikálních parametrů udávající, jak je daná látka schopna vést teplo. Ve stavebnictví má svoje místo pro popis materiálů z hlediska izolačních vlastností, které jsou důležité kvůli energetické náročnosti budov. Ve své bakalářské práci^[1] jsem se zabýval ověřováním metod využívajících bodový a lineární zdroj. Zde jsou prezentovány výsledky s bodovým zdrojem, který by díky definovanějšímu kontaktu mohl být základem přenosného snímače pro měření v terénu.

Metody pro měření tepelné vodivosti můžeme rozdělit do 2 skupin, a to na metody zdrojové a bez-zdrojové. Z jiného hlediska můžeme metody rozdělit na stacionární a nestacionární. U stacionárních metod je nutné čekat na stacionární (ustálený) stav, kterého může být dosaženo za relativně dlouhou dobu. Jelikož není u nestacionárních metod tento požadavek kladen, jsou rychlejší a právě jimi zabývám.

Pro šíření tepla polonekonečným vzorkem s bodovým zdrojem platí (při zanedbání odvodu tepla do okolí) následující rovnice: ^{[2][1]}^[3]

$$T' = T_0 + \frac{Q_{bod}}{4 \cdot \pi^{\frac{3}{2}} \cdot \lambda \cdot \sqrt{kt^3}} \exp\left(-\frac{r^2}{4kt}\right) \quad (1)$$

$$k = \frac{\lambda}{c\rho} \quad (2)$$

kde T_0 je počáteční (okolní) teplota, Q_{bod} teplo vyslané z jednotky délky bodového zdroje v jistém krátkém časovém intervalu Δt , λ tepelná vodivost, t čas, r vzdálenost mezi zdrojem a čidlem, c měrná tepelná kapacita a ρ je hustota. Pokud je tloušťka vzorku $s > 1,1 \cdot r$, může být vzorek považován za polonekonečný. Pro dobu dosažení teplotního maxima platí vztah $t_m = \frac{r^2}{6k}$, ze které lze tepelnou vodivost vypočítat jako:

$$\lambda = \frac{\rho c r^2}{6 t_m} \quad (3)$$

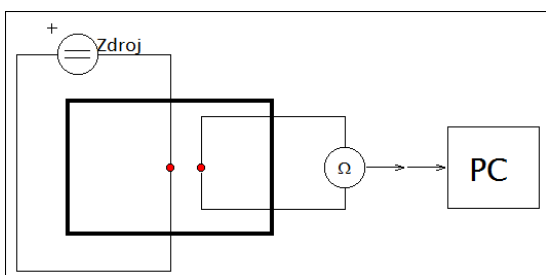
Z důvodu, že nelze veškerou energii dodat pomocí zdroje v nekonečně krátkém okamžiku, je nutné brát v úvahu délku trvání tepelného pulsu Δt a korigovat tak vztah pro výpočet tepelné vodivosti: ^[2]

$$\lambda = \frac{\rho c r^2}{6 \Delta t} \left[\frac{\Delta t}{t_m} + \frac{1}{2} \left(\frac{\Delta t}{t_m} \right)^2 + \frac{5}{12} \left(\frac{\Delta t}{t_m} \right)^3 + \dots \right] \quad (4)$$

2 POPIS MĚŘICÍHO PŘÍPRAVKU

Pro měření byl použit pórobeton a k němu připevněn tranzistor představující bodový zdroj. Použit byl dostatečně malý tranzistor a pro nejlepší možný kontakt byla do vzorku vyvrtána díra, aby byl celý tranzistor vsazen dovnitř. Díky tomuto optimálnímu kontaktu můžeme překročit tepelné ztráty tranzistoru, protože pro krátká měření se měřený vzorek chová jako chladič.

Jako teplotní čidla byly vybrány termistor a platinové čidlo. Hlavní výhodou termistoru je jeho cena, nevýhodou je ale jeho velikost a s tím související časová konstanta, která je pro nestacionární měření nežádoucí.

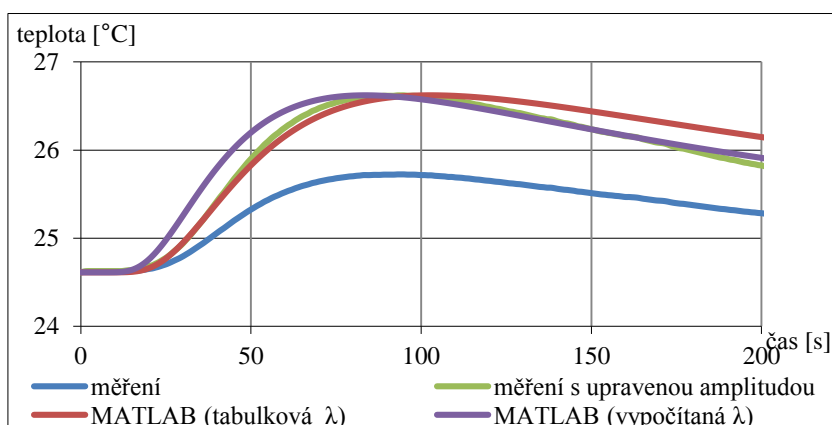


Obrázek 1: Schéma měřicí aparatury

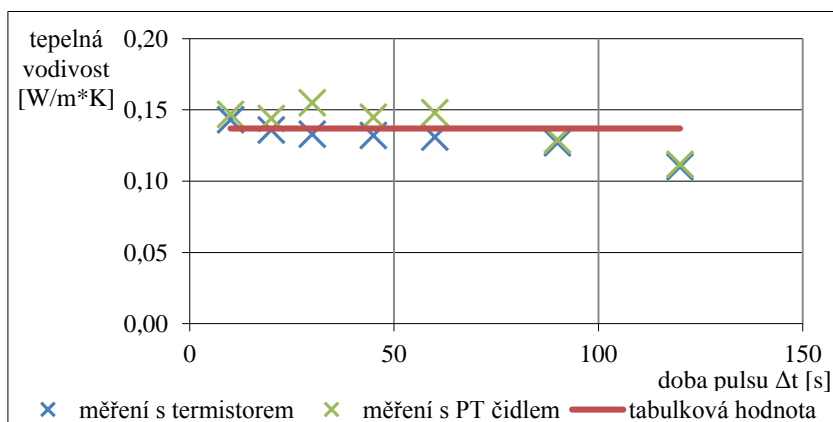


Obrázek 2: Pórobeton s připevněným bodovým zdrojem a přiloženým PT čidlem

3 ZMĚŘENÉ VÝSLEDKY



Graf 1: Ukázka měřené křivky a křivky vypočítané z analytické rovnice

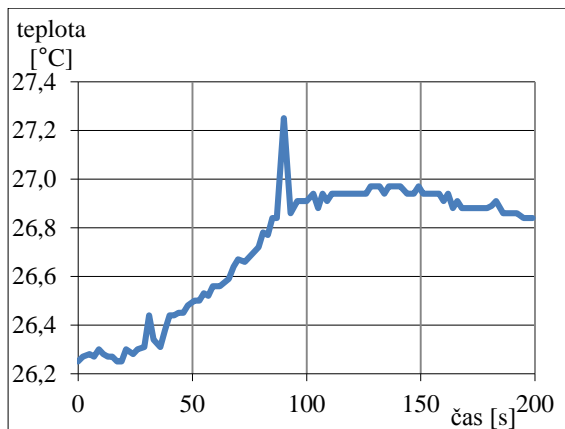


Graf 2: Závislost vypočítané tepelné vodivosti na délce pulsu a na snímači teploty

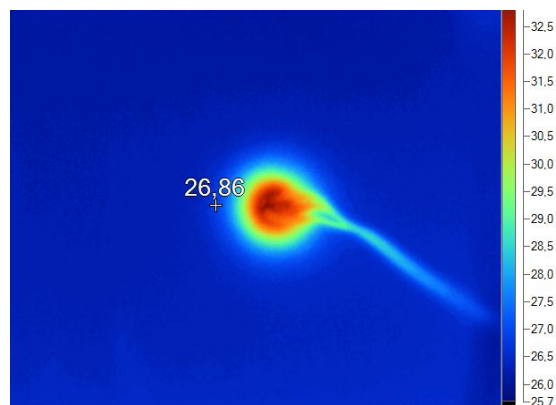
Pro dlouhé pulsy je vypočítaná tepelná vodivost značně menší. Po simulacích v softwaru COMSOL (kde je do simulace zahrnuta skutečná délka pulsu) jsem dospěl k názoru, že se jedná o nedostatečnou korekci na délku teplotního pulsu a na základě těchto výsledků jsem stanovil vlastní korekci, která tento problém odstranila:

$$\lambda = \frac{\rho c r^2}{6\Delta t} \left[\frac{\Delta t}{t_m} + 0,4 \left(\frac{\Delta t}{t_m} \right)^2 + 0,5 \left(\frac{\Delta t}{t_m} \right)^3 + 1,1 \left(\frac{\Delta t}{t_m} \right)^4 \right] \quad (5)$$

Problematiku časové konstanty snímačů a odběrem tepla z přípravku jsem řešil tak, že jsem jedno měření provedl pomocí termokamery.



Graf 3: Záznam teplotní křivky termokamerou



Obrázek 3: Snímek z termokamery

Termokamera nám sice přináší pohled na celý měřený vzorek, ale její rozlišení je menší. Výsledek získaný termokamerou se od výsledků pomocí PT čidla lišil méně než s termistorem, tedy ovlivnění použití malého PT čidla na měření je zanedbatelné.

4 ZÁVĚR

Cílem této práce bylo ověřit funkčnost bodové nestacionární metody pro měření tepelné vodivosti. Měření byla provedena na Pórobetonu pomocí dvou teplotních snímačů a poté pomocí termokamery. Z naměřených výsledků byly preferovány ty naměřené PT čidlem, protože termistor je větší, má tedy větší časovou konstantu a může vnášet systematickou chybu měření. Kdyby se výsledky lišily méně, byl by i termistor použitelný jako levnější náhrada. Dle provedených simulací v systému COMSOL byla navržena vlastní korekce na dobu trvání teplotního pulsu, která zlepšila výsledky provedených měření pro dlouhé tepelné pulsy. Změřená hodnota tepelné vodivosti pro různé dlouhé pulsy byla o 10-15 % vyšší než udává výrobce, což může být způsobeno tím, že ty jsou udávány pro vysoušený stav, zatímco při mém měření mohlo dojít k absorpci malého množství vody.

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.

REFERENCE

- [1] KREJČÍ, J. *Měření tepelné vodivosti*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2013. 53 s. Vedoucí bakalářské práce doc. Ing. Petr Beneš, Ph.D.
- [2] KREMPASKÝ, Július. *Meranie termofyzikálnych veličín*. 1. vyd. Bratislava: SAV, 1969, 287 s. ISBN -.
- [3] CARSLAW, H. S. a J. C. JAEGER. *Conduction of heat in solids*. 2nd ed. Oxford: Clarendon Press, 1959, 510 s. ISBN -.

FILESYSTEM CONSISTENCY CHECK FOR UNIVERSAL DISK FORMAT

Vojtěch Vladyka

Master Degree Programme (2), FEEC BUT

E-mail: xvldy00@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Petr Petyovský

E-mail: petyovsky@feec.vutbr.cz

Abstract: This paper focus on creation of tool for detection and correction UDF filesystem in OS Linux. It describes all available error detection mechanisms described by ECMA-167 standard and possible solution how to correct found errors.

Keywords: UDF, fsck, Linux, error detection, error correction, filesystem

1 ÚVOD

Ve výpočetní technice je středem zájmu zpracování a následné zachování dat. Proto je nutné při ukládání dat do souborového systému klást důraz na detekci případných chyb a možnosti jejich korekce. Pokud tato možnost chybí, nelze považovat datové úložiště za spolehlivé.

Právě z tohoto důvodu byla započata práce na nástroji *udffsck* pro OS Linux, protože v současné chvíli tento nástroj neexistuje jako open source řešení. Cílem této práce je navrhnout nástroj pro detekci a korekci chyb na souborovém systému *Universal Disk Format* (UDF).

2 NÁSTROJ FILESYSTEM CONSISTENCY CHECK

Filesystem Consistency Check (*fsck*) je Unixový nástroj určený pro kontrolu a opravu souborových systémů. Tento nástroj ovšem pouze zapouzdřuje nástroje specializované pro daný souborový systém který má být kontrolován a poskytuje tak uživateli univerzální ovládací rozhraní. Problém před kterým stála tato práce byl právě v absenci nástroje *fsck* pro souborový systém UDF (dále v textu), protože právě absence nástroje na kontrolu souborového systému je zásadním omezením použitelnosti daného souborového systému.

Nástroj *fsck* je mnou aktuálně rozpracován v linuxovém balíčku *udftools*. Cílem práce je po jeho dokončení zařazení do softwarového repozitáře balíčku *udftools* [1], který je součástí většiny dominantních linuxových distribucí.

3 SOUBOROVÝ SYSTÉM UNIVERSAL DISK FORMAT

Universal Disk Format (UDF) je souborový systém, který vznikl jako následovník souborového systému ISO 9660, vyvinutého pro CD. UDF během svého vývoje prodělalo řadu rozšíření aby odpovídalo na požadavky médií, pro které bylo přednostně určeno. Takto se postupně rozšířilo od CD na DVD a BD. Ovšem díky svému zaměření na univerzálnost a přesnositelnost je i v této době úpadku optických médií optimální volbou pro přenos dat mezi různými operačními systémy například na flash discích.

UDF je popsán přednostně dokumentem *Universal Disk Format Specification* [2] a také standardem ECMA-167 [3]. Vzhledem k faktu, že balíček *udftools* podporuje UDF do verze 2.01 (rozšíření pro

DVD-RW) tak i moje implementace míří k této verzi přestože nejaktuálnější verze je 2.60 (rozšíření pro Blu-Ray.) Po aktualizaci zbytku balíčku nebude problém povýšit i nástroj `udffsck`.

4 DETEKCE CHYB A JEJICH OPRAVA

Detekce chyb je jádrem celé práce. UDF díky svému návrhu nabízí několik detekčních mechanismů. Jedná se o tyto:

- Kontrolní součet (Checksum)
- Cyclic Redundancy Check (CRC)
- Redundance deskriptorů souborového systému
- Příznak zápisu

Kontrolní součet (Checksum) zajišťuje kontrolní mechanismus všech identifikátorů (tagů) deskriptorů¹ souborového systému. Jedná se o prostý součet hodnot všech bytů tagu vyjma místa pro výsledek samotný a následné modulo 256.

Cyclic Redundancy Check (CRC) zajišťuje kontrolu samotných deskriptorů, přičemž referenční hodnota je uložena v tagu deskriptoru a tudíž zajištěná kontrolním součtem. Používá se CRC-CCITT, které je definováno těmito parametry:

- Délka: 16 bit
- Vstupní polynom: 0×1021
- Výchozí hodnota: $0 \times \text{FFFF}$
- Vstupní data nejsou zrcadlena (t.j. není provedena bitová rotace nad bytem)
- Výstupní CRC není zrcadleno
- Nad výstupním CRC není provedena operace XOR

Redundance deskriptorů je použita u skupiny deskriptorů s názvem *Volume Descriptor Sequence* (VDS). Ta obsahuje všechna metadata² týkající se souborového systému jako takového, nikoliv dat. VDS je uloženo ve dvou exemplářích jako *Main VDS* a *Reserve VDS*. Další případ redundance je v případě *Anchor Volume Descriptor Sequence* (AVDP) což je výchozí bod pro načtení souborového systému. Ten je uložen alespoň ve dvou exemplářích, často však i ve třech.

Příznak zápisu je mechanismus týkající se konzistence dat. Povinností ovladače souborového systému je v případě zahájení zápisové operace nastavit položku *Integrity Type* v deskriptoru *Logical Volume Integrity Descriptor* ([3, s. 62-63]) jako *Open Integrity Descriptor* a vrátit ho do stavu *Closed Integrity Descriptor* až po ukončení zápisové operace nebo odpojení oddílu. Tímto je zajištěno, že v případě přerušení zápisové operace bude oddíl označen jako nekonzistentní a může s ním být podle toho nakládáno.

Z tohoto výčtu je evidentní, že je možné detekovat chyby v metadatach souborového systému, případně detekovat nedokončený zápis dat, ale snadná korekce je možná pouze u VDS a AVDP. Korekce poškození samotných dat je nemožná kvůli absenci mechanismu na detekci chyby. Tato detekce je zajištěna přímo pomocí firmware jako CRC (ECC) datového média.

¹ Deskriptor, neboli popisovač je struktura obsahující metadata² souborového systému.

² Metadata jsou data, která popisují jiná data. V tomto případě popisují způsob uložení dat na souborovém systému

5 IMPLEMENTACE NÁSTROJE UDFFSCK

Nástroj `udffsck` je koncipován jako interaktivní nástroj s možností automatických korekcí. Funkce nástroje je rozdělena do dvou fází:

1. Detekce chyb popsaných v kapitole 4 a jejich nahlášení uživateli - podle míry poškození buď dojde až ke kontrole souborového stromu nebo detekce skončí v některé z předcházejících fází. Typické body kde může detekce uvíznout je zničení všech AVDP (obsahuje ukazatel na VDS), zničení obou LVD (*Logical Volume Descriptor*, obsahuje ukazatel na kořenový adresář) nebo zničení *File Entry* kořenového adresáře, případně některého z podadresářů. Pokračování v kontrole poté není již možné, protože se nelze řídit daty v poškozených deskriptorech.

Je na zvážení přidání možnosti použití takových deskriptorů i přes jejich poškození, protože tato možnost může umožnit alespoň obnovu části dat v případě katastrofického poškození souborového systému.

2. Korekce chyb kde je to možné a zápis opravené verze. Pokud detekce prošla až k souborovému stromu, je možné provést i korekci v deskriptorech dat v případě nějakých nedokončených zápisů.

Návrh počítá se začleněním `udffsck` mezi ostatní `fsck`, takže dodržuje standardizované návratové hodnoty. Vstupní parametry standardizovány nejsou, protože každý souborový systém má jiné požadavky na kontrolu.

6 ZÁVĚR

Byla nastíněna problematika detekce chyb na souborovém systému UDF a možnosti jejich korekce. Bylo nastíněno několik variant jak lze provést jejich korekci včetně případných možností pro obnovu při velkém poškození.

V době psaní této práce je projekt rozpracovaný a umožňuje provést detekci všech chyb vyjma neukončené zápisové operace a koreci poškozeného AVDP a VDS.

Od započetí práce jsem v kontaktu se současným správcem balíčku `udftools` i s tvůrci různých nástrojů pro korekci UDF pro OS Free BSD. Stejně tak byla snaha o zkontaktování autorů nástroje `udf_fsck` v Apple macOS ale nebyla vyslyšena. Podobně dopadla i snaha o kontakt s tvůrci nástroje `udfct` od společnosti Philips, který provádí kontrolu média vůči standardu a slouží v současnosti jako referenční testovací řešení pro srovnání s mnou vyvíjeným nástrojem.

Práce v tuto chvíli směřuje k implementaci opravných algoritmů pro souborový strom a rozsáhlému testování na různých platformách a médiích. Je v plánu testování provést na architekturách x86, x86_64, ARM a Power8 pro ověření správné funkce na platformách s různou endiánitou.

REFERENCE

- [1] *pali/udftools*. In: *GitHub* [online]. 2016 [cit. 2016-11-21]. Dostupné z: <https://github.com/pali/udftools>
- [2] *Universal Disk Format Specification*. Revision 2.01. Cupertino, California: Optical Storage Technology Association, 2000.
- [3] *ECMA-167*. 3rd Edition. Geneva, Switzerland: ECMA, [online] 1997. [cit. 2017-03-09]. Dostupné z: <https://www.ecma-international.org/publications/files/ECMA-ST/Ecma-167.pdf>

BLDC MOTOR HIL REAL-TIME SIMULATION ON ZYNQ

Ondřej Bartík

Master Degree Programme (5), 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 real-time simulation of BLDC motor on SOC ZYNQ device. The simplified model of BLDC motor in Matlab/Simulink is introduced. Next, the scale method based on physical principles of motor is described. This method is used to decrease the calculation complexity. Last part of this paper is mentioned for FPGA implementation and the results comparison.

Keywords: ZYNQ, FPGA, BLDC motor, scaling, real-time, simulation

1 ÚVOD

Tento příspěvek se zabývá real-time simulací modelu BLDC motoru na platformě ZYNQ. Nejprve je zde stručně popsán BLDC motor a následně je uveden jeho zjednodušený model, který je vytvořen v prostředí *Matlab/Simulink*. Model je posléze doplněn o měřítka, které zjednodušují náročnost výpočtu modelu, protože stanovují limity vnitřních proměnných modelu a tím i definují náročnost na přesnost datových typů použitých pro výpočet modelu. Dále je v tomto příspěvku stručně popsána platforma ZYNQ a je také popsán způsob implementace modelu. Na závěr je zmíněna náročnost implementace modelu z hlediska prostředků platformy ZYNQ a výsledky implementace jsou porovnány s výsledky z modelu v prostředí *Matlab/Simulink*.

2 BLDC MOTOR

BLDC motor se skládá z rotoru s permanentními magnety a statoru s trojfázovým vinutím. Díky permanentním magnetům je rotor vždy spřažen se státorem a rotor se otáčí synchronně se statorovým magnetickým polem. Proto tento motor spadá do kategorie synchronních strojů. Statorová vinutí se zapojují buď to do trojúhelníkové topologie, nebo hvězdicové topologie, bez vyvedeného středového vodiče.

2.1 ZJEDNODUŠENÝ MATEMATICKÝ MODEL

Zjednodušený matematický model vychází z následujících zjednodušujících podmínek [1]. Hodnoty odporů a indukčností všech vinutí ve statoru jsou shodné, tvar magnetického toku ve vzduchové mezeře je pravoúhlý, fázový posuv mezi jednotlivými vinutími je 120° a součet všech fázových proudů je roven nule. Díky těmto zjednodušujícím podmínkám je možné matematický model BLDC motoru popsat pomocí dvou následujících rovnic [1]:

$$u_0(t) = 2Ri(t) + 2L\frac{di(t)}{dt} + 2Ce\omega(t) \quad (1)$$

$$2Cei(t) = J\frac{d\omega(t)}{dt} + M_z(t) \quad (2)$$

Kde u_0 je napětí na statoru, R je odpor jednoho vinutí, L je indukčnost jednoho vinutí, C_e je konstanta stroje, J je moment setrvačnosti motoru a M_z je zátěžný moment. Rovnice (1) popisuje vztah mezi elektrickým napětím na statoru motoru a otáčkami a rovnice (2) pak vyjadřuje vztah mezi elektrickým proudem a momentem motoru. Tento model je vhodný pouze pro „Six-step“ řízení.

2.2 ROZŠÍŘENÍ MODELU O MĚŘÍTKA

pro potřeby implementace je nutné uvažovat náročnost na paměť a čas výpočtu. S oběma těmito aspekty souvisí velikost a typ použitých datových typů pro výpočet. Datové typy s plovoucí desetinnou čárkou představují velmi přesné řešení, ale nutný výpočetní výkon pro jednotlivé operace s nimi může být zbytečně vysoký a pro některé platformy nedosažitelný. Mnohem efektivnější řešení je použití datových typů s pevnou desetinnou čárkou. V závislosti na aplikaci, mohou tyto datové typy disponovat větší nebo i menší přesností než datové typy s plovoucí čárkou, ale operace s nimi jsou méně náročné na výpočetní výkon. Další nevýhodou datových typů s pevnou desetinnou čárkou je omezený číselný rozsah, který je nutné volit s ohledem k aplikaci. Pomocí měřítek je možné nutný číselný rozsah nastavit na 0 až 1, popřípadě -1 až 1. Následující rovnice jsou diferenčním ekvivalentem předchozích dvou rovnic s pomocí Eulerovy aproximace a také rozšířením o měřítko:

$$\frac{u_0(t)}{SC_u} = \frac{2Ri(k)}{SC_R SC_i} \frac{SC_R SC_i}{SC_u} + \frac{2L}{SC_L} \frac{SC_{T_s}(i(k+1) - i(k))}{T_s SC_i} \frac{SC_i SC_L}{SC_u SC_{T_s}} + \frac{2Ce\omega(k)}{SC_{C_e} SC_\omega} \frac{SC_{C_e} SC_\omega}{SC_u} \quad (3)$$

$$\frac{2Ce i(k)}{SC_{C_e} SC_i} = \frac{J}{SC_J} \frac{SC_{T_s}(\omega(k+1) - \omega(k))}{T_s SC_\omega} \frac{SC_\omega SC_J}{SC_u SC_{T_s}} + \frac{M_z(t)}{SC_{M_z}} \frac{SC_{M_z}}{SC_u} \quad (4)$$

Při vhodném zvolení měřítek (limitů) $SC_u, SC_i, SC_\omega, SC_{M_z}$ a SC_{T_s} , například z katalogu výrobce, je možné dopočítat ostatní měřítka pro zbývající parametry.

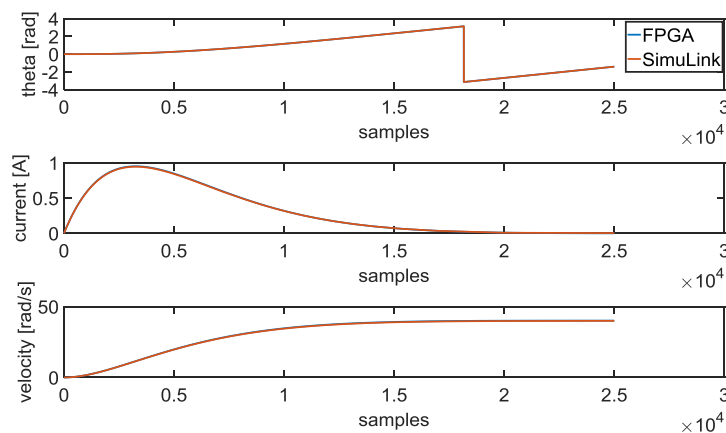
3 IMPLEMENTACE PRO OBVOD ZYNQ

Obvod ZYNQ je *System-On-Chip (SOC)* řešení firmy *Xilinx*. Tento obvod v sobě kombinuje dvoujádrový mikroprocesor s jádru ARM Cortex-A9 a FPGA obvod. Sběrníkový systém procesoru ARM je propojen s FPGA částí a díky tomuto je možné vytvářet paměťově mapované periferie pro procesor ARM uvnitř FPGA. Sběrníkový systém využívá protokol AXI4 Lite [2]. Výše popsaný model byl implementován jako paměťově mapovaná *IP core* periferie. Skrze sběrníkové rozhraní jsou nastaveny parametry modelu, je řízen výpočet (připravenost, spuštění, kontrola dokončení) a jsou vyčteny výsledky výpočtu. Periferie disponuje třemi možnostmi předložení výsledků. První je skrze sběrníkové rozhraní pomocí přístupu do registru periferie. Druhý je výstup z periferie, který je vhodný pro případné připojení dalších bloků, například regulátorů. Třetí možností je implementovaný FIFO buffer, který je určen pro případné posílání dat do procesoru skrze DMA rozhraní. Tento přístup pak umožňuje zkrátit průměrnou dobu jedné iterace výpočtu. Výpočetní náročnost jedné iterace bloku modelu je 16 taktů hodin, kde pro časování FPGA části je použito 100MHz hodinový signál. Pro potřeby puštění simulačního kroku a vyčtení dat z periferie z pohledu ARM procesu je potřeba 12 taktů sběrnice [2]. Kde sběrnice pracuje taktéž se 100MHz hodinovým signálem. Aby software vykonal všech 6 přístupů na sběrnici [3], musí pro každý přístup provést tři jednotaktové instrukce procesoru. Pracovní frekvence procesoru je 667MHz a doba pro provedení všech instrukcí je 54ns dlouhá. Celková časová náročnost jedné iterace simulace je tedy 334ns. Předpokládaná vzorkovací frekvence, a tedy frekvence se kterou budou jednotlivé kroky iterace prováděny je 1us. A protože výsledky výpočtu jsou validní v námi definovaný časový okamžik, lze prováděnou operaci označit za operaci prováděnou v reálném čase. Následující tabulka vyjadřuje procentuální spotřebu prostředků v hradlovém poli FPGA.

Prostředek	Procentuální spotřeba [%]
LUT	2,4
LUTRAM	0,5
FF	2,5
DSP	14,5

Tabulka 1: Náročnost implementace

Na následujícím obrázku lze vidět porovnání výsledku ze simulace z prostředí *Matlab/Simulink* a modelu implementovaném v hradlovém poli FPGA. Perioda vzorkování je 1us. První porovnávanou veličinou je poloha motoru v rozsahu $\pm\pi$, Další je pak proud vinutím statoru. Poslední Veličinou jsou otáčky motoru v *rad/s*.



Obrázek 1: porovnání simulací

4 ZÁVĚR

Tento příspěvek se zabývá implementací zjednodušeného modelu BLDC motoru na platformě ZYNQ. Popisuje zjednodušený model BLDC motoru a definuje zjednodušující podmínky pro jeho tvorbu. Dále také popisuje využití datových typů s pevnou desetinnou čárkou a využití měřítek pro snížení náročnosti implementace na potřebný výkon cílené platformy. Dále také poskytuje porovnání výsledků výpočtu modelu z prostředí *Matlab/Simulink* a implementovaného modelu v hradlovém poli FPGA, které je částí obvodu ZYNQ.

PODĚKOVÁNÍ

Tento výzkum byl podporován projektem CIDAM - Centrum inteligentních pohonů a pokročilého řízení strojů TE02000103, který je financovaný Technologickou agenturou České republiky.

REFERENCE

- [1] Dynamic Simulation of Electric Machinery: Using Matlab/Simulink. 1. Upper Saddle River, New Jersey 07458: PENTICE HALL PTR, 1997. ISBN 0-13-723785-5.
- [2] AXI Reference Guide. 2011. Dostupné také z: http://www.xilinx.com/support/documentation/ip_documentation/ug761_axi_reference_guide.pdf
- [3] ARM Cortex-A9 Technical Reference Manual. 2008. Dostupné také z: http://infocenter.arm.com/help/topic/com.arm.doc.ddi0388g/DDI0388G_cortex_a9_r3p0_trm.pdf

Magisterské projekty

Mikroelektronika a technologie

INTERNAL VOLTAGE REGULATOR FOR AUTOMOTIVE

Ivan Bryndza

Master Degree Programme (2), FEEC BUT

E-mail: xbrynd00@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Roman Prokop

E-mail: prokop@feec.vutbr.cz

Abstract: This work contains suitable topology and circuit design of a linear voltage regulator with respect to suppression of disturbances coming from supplied circuit into the input of the regulator. The converter is designed for integration in automotive sensor applications.

Keywords: Voltage regulator, linear regulator, EMC

1 ÚVOD

Kompaktné zariadenia v pokročilom vývoji využívajú integrované obvody obsahujúce analógovú aj digitálnu časť na jednom kuse kremíku, inak povedané SoC (Systems-on-Chip). Vznikla preto požiadavka na plne integrované regulátory, nevyžadujúce externé súčiastky ako je napríklad blokovací kondenzátor. Digitálny obvod v SoC je hlavným zdrojom vysokofrekvenčného rušenia. Napäťový lineárny regulátor by mal dostatočne potlačiť prenos rušenia z napájaného digitálneho obvodu do vstupu regulátora. Táto vlastnosť je obzvlášť dôležitá v automobilových aplikáciách, kde sa využívajú citlivé analógové senzory, či iné bezpečnostné analógové systémy, ktoré nesmú byť rušené. Navrhovaný lineárny napäťový regulátor má vstupné napájacie napätie 4 – 40 V, výstupné napätie $1,8\text{ V} \pm 5\%$, bude zaťažovaný prúdovou spotrebou 0 – 20 mA a počítá s kapacitou napájaného digitálneho obvodu 5 nF, ESR = 10 m Ω .

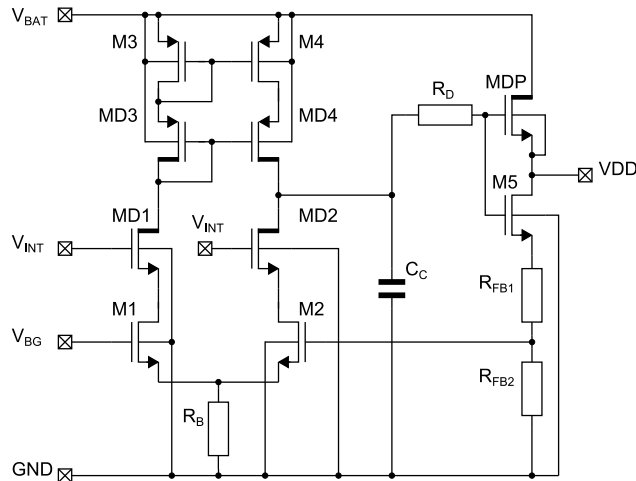
2 NAVRHOVANÝ LINEÁRNY NAPÄŤOVÝ REGULÁTOR

Lineárny regulátor je navrhovaný z pohľadu EMC vlastností, preto je preskúmaný vplyv použitého typu výkonového tranzistora/regulačného člena ako hlavného prvku napäťového regulátora na potlačenie prenosu rušenia z výstupu regulátora na jeho vstup. AC analýza malosignálových modelov NMOS a PMOS tranzistorov v [1] ukazuje, že PMOS tranzistor lepšie potlačuje rušenie na žiadaných frekvenciách (od 1 MHz) oproti NMOS tranzistoru.

Použitie PMOS tranzistoru znamená, že dominantný pól regulátora je na jeho výstupe. V súčasnosti prezentované techniky kompenzácie majú isté obmedzenia alebo vyžadujú použitie veľkej výstupnej kapacity (desiatky nF), ktorá by regulátor stabilizovala [2] [3]. Tento spôsob kompenzácie nie je vhodný pre integrovaný regulátor. V návrhu napäťového regulátora je preto použitý NMOS výkonový tranzistor, ktorého prenos rušenia je následne potlačovaný ďalšími obvodovými princípmi. Stabilizácia regulátora s NMOS regulačným členom je jednoduchšia. Dominantný pól leží vo vnútri regulátora na výstupe operačného zosilňovača a na kompenzáciu je potrebná menšia kompenzačná kapacita (desiatky μF).

Navrhovaná topológia lineárneho regulátora je zobrazená na **obrázok 1**. Tranzistory M1 – M4, MD1 – MD4 tvoria jednoduchý jednostupňový operačný zosilňovač. Regulátor je napájaný z autobaterie V_{BAT} s napätím 4 – 40 V. Vysokonapäťové tranzistory MD1 a MD2 využívajú interný regulátor V_{INT} s napätím 3,3 V pre nastavenie pracovného bodu. Referenčné napätie V_{BG} poskytuje „band-gap“ referencia s napätím 1,215 V. Toto napätie spolu s V_{GS} napätím tranzistora M1 a odporom R_B určuje prúd vetvami diferenciálneho páru operačného zosilňovača. Kapacitor C_C určuje dominantný pól regulátora a stabilizuje systém. Rezistory R_{FB1} a R_{FB2} tvoria spätnú

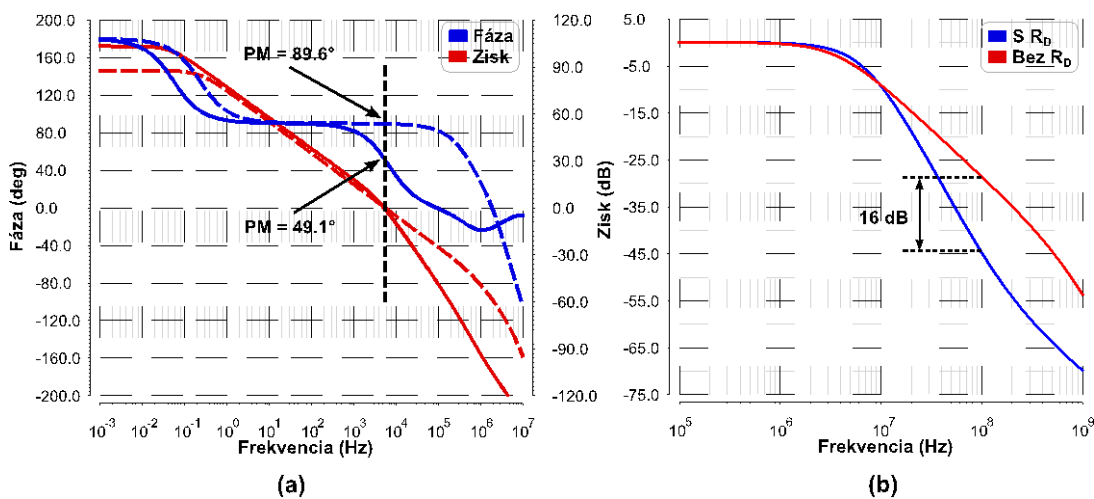
regulačnú väzbu. Výkonový tranzistor MDP je hlavný regulačný člen. Jeho rýchlosť je degradovaná odporom R_D , ktorý na úkor fázovej bezpečnosti a rýchlosti regulátora vylepšuje útlm rušenia z napájaného digitálneho obvodu do autobaterie. Tranzistor M5 zabraňuje spádu hradlového napätia tranzistoru MDP na hodnoty pod jeho prahové napätie počas dlhého vybíjania výstupnej zaťažovacej kapacity (5 nF). Pri nižšom hradlovom napätí sa tranzistor M5 začne privierať, čo spôsobí, že sa spätná väzba uzatvorí cez M5 a napätie na hradle prestane klesať napriek vyššiemu výstupnému napätiu. Výstupná kapacita sa nabije na vyššiu hodnotu napätia po rýchlym spáde prúdového odberu (**Obrázek 3**).



Obrázek 1: Navrhovaná topológia lineárneho regulátora

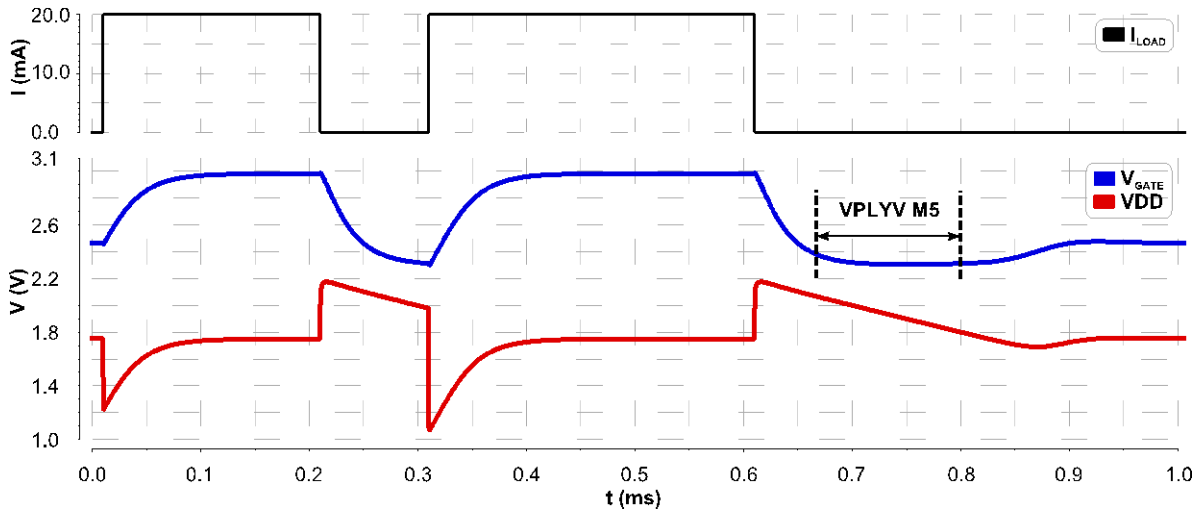
3 VÝSLEDKY NÁVRHU

Navrhnutá topológia spĺňa všetky požiadavky uvedené v úvode. Nasledujúce krivky pochádzajú zo simulátora SPECTRE pri použití modelov technológie I4T ON Semiconductor. **Obrázek 2 (a)** znázorňuje rohové prípady frekvenčnej odozvy otvorenej slučky regulátora. Najhorší prípad (plná čiara) nastal pri prúdovom odbere $10 \mu\text{A}$ (odber deliča), napájacom napätí 40 V a teplote $-40 \text{ }^\circ\text{C}$. Fázová bezpečnosť je v tomto prípade $49,1^\circ$, čo je pre napät'ový regulátor veľmi dobrá hodnota. Opačný prípad (čiarkovaná čiara) nastal pri prúdovom odbere $20,01 \text{ mA}$, napájacom napätí 40 V a teplote $175 \text{ }^\circ\text{C}$. Výsledná fázová bezpečnosť je $89,6^\circ$. Kompenzačná kapacita C_C má hodnotu 90 pF . Napriek relatívne veľkej hodnote, môže byť táto kapacita dobre implementovaná ako MOS štruktúra.



Obrázek 2: Rohové prípady z vyšetrovania stability otvorenej slučky regulátora (a), vylepšenie útlmu elektromagnetického rušenia z výstupu na vstup regulátora pomocou odporu R_D (b)

Obrázek 2 (b) obsahuje frekvenčnú charakteristiku útlmu elektromagnetického rušenia pre dva prípady. Červená krivka znázorňuje odozvu systému na rušenie bez použitia odporu R_D . Modrá krivka ukazuje zlepšenie útlmu pri použití odporu R_D s hodnotou 5 k Ω . Na frekvencii 100 MHz sa útlm zlepšil o 16 dB, pričom fázová bezpečnosť sa takmer nezmenila. Znárodné krivky predstavujú najhorší prípad.



Obrázek 3: Časová odozva regulátoru na rýchle zmeny (nábežná a zostupná hrana = 1 ns) prúdového odberu

4 ZÁVER

V tejto práci je prezentovaný návrh interného napäťového regulátora pre automobilové aplikácie. Základnou požiadavkou bolo navrhnuť regulátor z pohľadu čo najlepšieho potlačenia elektromagnetických emisií prenikajúcich do autobaterie. Bolo dokázané, že degračný odpor R_D vylepšuje tieto vlastnosti, pričom len málo vplyva na stabilitu systému. Spotreba regulátoru je maximálne 13 μ A vďaka jednoduchej topológii. Časová odozva regulátoru na rýchle zmeny prúdového odberu bola simulovaná na 1 nano-sekundových nábežných a zostupných hranách so zmenou prúdu o 20 mA. Pri týchto veľkých zmenách (skutočné zmeny max. 15 mA) neklesne výstupné napätie VDD pod 1 V a nepresiahne hodnotu 2,2 V. Výstupné napätie regulátora VDD sa v rohových prípadoch po ustálení prechodných dejov pohybuje od 1,742 do 1,845 V.

REFERENCIE

- [1] KUBÁŇ, M. *Integrated voltage regulators with respect to EMC and their optimization*. teatriše on doctoral thesis. Brno: Brno University of Technology, Faculty of Electrical Engineering and Communication. Department of Radio Electronics, 2016.
- [2] YAN, Z. SHEN, L. ZHAO, Y. A YUE S. A low-voltage CMOS low-dropout regulator with novel capacitor-multiplier frequency compensation. IEEE International Symposium on Circuits and Systems: IEEE, 2008, s. 2685 - 2688. DOI 10.1109/ISCAS.2008.4542010.
- [3] L. KADLČÍK A P. HORSKÝ. A Low-Dropout Voltage Regulator with a Fractional-Order Control. Brno: Radioengineering, 2016, č. 2, s. 312-20. ISSN 1805-9600.

SMART HOME SYSTEM WITH THE 'RASPBERRY PI'

Lukáš Lokajíček

Master Degree Programme (2), FEEC BUT

E-mail: xlokaj06@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Michal Pavlík

E-mail: pavlik@feec.vutbr.cz

Abstract: This article deals with the design of the Smart Home System (SHS), which takes advantages of the 'Raspberry Pi' single-board computer. The concept is focused on reliability, extensibility and low acquisition price. Background research about the concept of SHS was carried out and elimination of found weaknesses turned into aim of this project. The 'Raspberry Pi' takes care of home automation and provides user to access across various platforms thanks to the implementation of own binding program for openHAB.

Keywords: Smart Home System, Raspberry Pi, RS-485, UART, TCP, openHAB

1 ÚVOD

V dnešní době se klade velký důraz na ekologii, úsporu energie a v neposlední řadě na komfort. Pro většinu lidí je právě domov místem, kde si mohou odpočinout. Nabízí se tedy myšlenka upravení domu tak, aby nám co nejvíce zpříjemnil relaxování, zajistil bezpečí a zároveň uspokojil myšlenku úspory energie a tím ulehčil i přírodě. Právě těmito rysy disponuje inteligentní domácnost.

Studie od firmy Microsoft za spolupráce Washingtonské univerzity upozorňuje na problémy spojené se systémy inteligentních domácností (SID): vysoká pořizovací cena, nedostatek flexibility nabízených možností, špatná ovladatelnost a těžko dosažitelná bezpečnost. [1] Tyto nedostatky odstraňuje předkládaný projekt.

2 SÍŤ A KOMUNIKAČNÍ ROZHRAŇÍ INTELIGENTNÍ DOMÁCNOSTI

Důležitým požadavkem sítě pro inteligentní domácnost je spolehlivost, proto byl výběr zaměřen na průmyslové sítě, které se vyznačují vysokou spolehlivostí. Druhým požadavkem je komunikace na velkou vzdálenost. I když se bude jednat o malou domácnost, může disponovat větším počtem zařízení, jejichž propojení může být spletité, a tím délka sítě značně naroste. Také nenáročnost na management komunikace, finanční nenáročnost a omezení nabídky sběrnic, které jsou podporovány mikrokontroléry, se odráží ve výběru optimální sítě a komunikačního rozhraní. Všechny tyto požadavky splňuje komunikační standard RS-485, který je spojován s univerzální asynchronní sériovou komunikací UART (*Universal Asynchronous Receiver/Transmitter*). Vlastnosti toho standardu umožňují komunikaci až na 1200 m, s rychlostí 100 kbps a to až mezi 256 zařízeními, dle použitých linkových převodníků. S výhodou dvojnásobné prostupnosti dat duplexní komunikace oproti poloduplexní byla vybrána komunikace duplexní. Komunikace je 9bit, jež poslední bit reprezentuje, zda se jedná o datový či adresový rámeček. Tento protokol s výhodou umožňuje hardwarové filtrování zpráv zařízeními, která vyčkávají na příjem své adresy a následně obdržení datových bytů, čímž se sníží vytěžování μ PC v modulech sítě. I přesto, že jsou v komunikaci komponenty podřízené a jedna nadřízená, tak komunikace může být zahájena jakoukoliv jednotkou, což přispívá ke snížení spotřeby energie. Komunikace je opatřena cyklickým redundantním součtem, který zajišťuje do značné míry kontrolu správnosti přenosu. Doručení zprávy zajišťuje odesílání potvrzovací zprávy o korektním přijetí zprávy adresovaným modulem. Ač se navyšuje správa komunikace, je tím zejména zajištěna důležitá spolehlivost.

3 MODULY INTELIGENTNÍ DOMÁCNOSTI

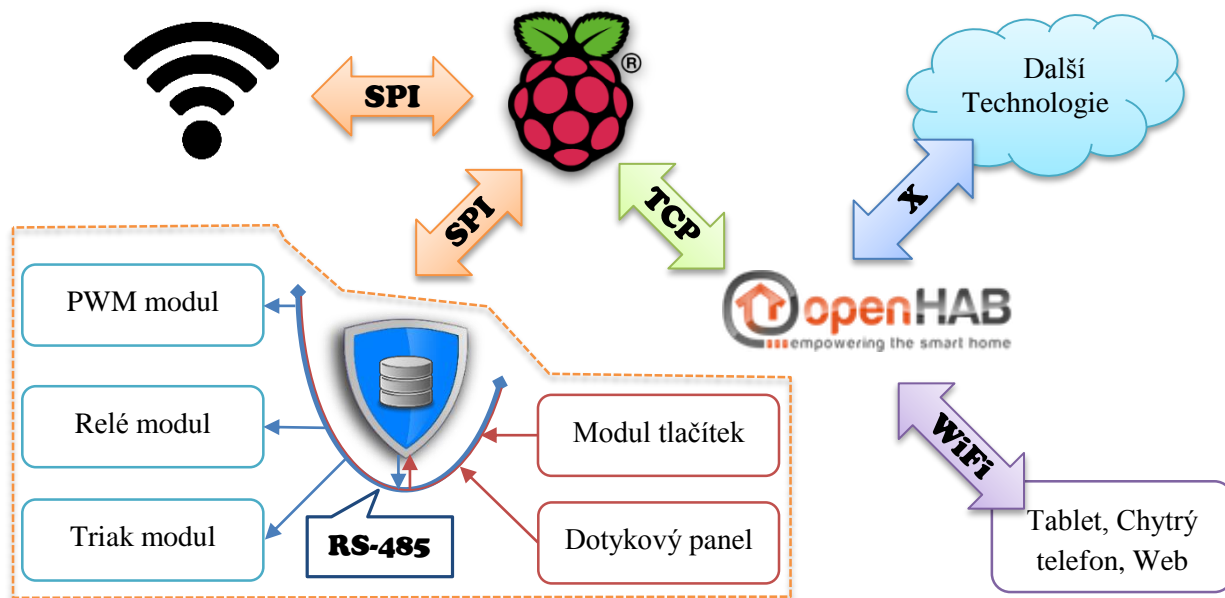
Moduly mají určité rysy společné: 5V napětí pro mikrokontrolér ATmega, linkové převodníky z diferenčního výstupu na napětí proti nulovému potenciálu a možnost přeprogramování modulu. Podle typu je modul buď napájen ze sběrnice, nebo dodává energii do sběrnice.

Mezi uživatelské vstupy jsou zařazena *tlačítka na zdi* patřící ke konvenčním ovládacím prvkům domácnosti. Na zeď můžeme také umístit podsvícený *dotykový panel*, jehož výhodou je využití posuvníků a piktogramů, čímž se zvýší přehlednost a komfort ovládání. Luxusnější variantou je umístění *dokovací stanice pro tablet* přímo na stěnu, v němž je nahrána aplikace pro ovládání a přehled inteligentního domu. Velmi populárním a univerzálním rozhraním je *mobilní a webová aplikace*.

Prvky ovládané inteligentní domácností jsou: obecně *osvětlení*, zejména pak LED pásy, které lze s výhodou stmívat a upravit tak světlost dle pronikajícího světla z venku. Vykreslení barevných scén zajistí RGB LED pásy. Spínání silnoproudých obvodů pomocí *relé modulů* rozšíří možnosti automatizace, jako je časové rozsvícení světla, zapnutí ventilátorů, ovládání rolet či závěsů a také připínání a odpinání síťových okruhů od napájení. *Ovládání elektronických termohlavic* je příhodné zejména v přítomnosti ústředního topení. *Modul pro řízení kotlů* s výhodou využívá možnosti jejich externího řízení. Zvýšení pohodlí při otevírání dveří na dálku zajistí *modul pro otevírání dveří*.

Implementované snímače přináší do SID informace o dění v domě, na jejichž základě je možno automatizovat SID. *Snímače pohybu* mohou detekovat pohyb v domě, či počítat lidi prošlé rámem dveří. *Snímání intenzity osvětlení* vylepšuje světelný management možností nastavení světlosti v místnosti. *Teploměr a vlhkoměr* se podílejí v řízení teploty v místnosti a to jak absolutní, tak i pocitové. Pro bezpečnost může sloužit *senzor plynů*, který hlídá únik plynu. *Senzor hladiny vody* upozorní uživatele, na únik vody např. z pračky. *Kamery* mohou zastupovat prvek bezpečnostní, kdy je v případě zaznamenaného pohybu kamera spuštěna a je možno ukládat videozáznam na server. Stejně tak s nimi může uživatel přes mobil zjistit, kdo stojí u vchodových dveří. *Snímače polohy dveří a oken* se uplatní v bezpečnostním managementu, ale stejně tak dobře i v řízení vytápění domu.

4 MOZEK INTELIGENTNÍ DOMÁCNOSTI



Obrázek 1: Přehled propojení celého systému inteligentního domu

Mozkem celé inteligentní domácnosti je program Master spuštěný na jednodeskovém počítači Raspberry Pi (RPi), viz **Obrázek 1** → malina. Program Master obstarává jak komunikaci po síti inteligentního domu, tak přijímá řídicí příkazy z intranetu. Pro kompatibilitu komunikace mezi RPi

a sběrnici slouží RPi shield, který obousměrně překládá zprávy. Mimo jiné tento shield zajišťuje vyvážení paměti, kontrolu správnosti příchozích zpráv a odesílá potvrzovací zprávy, aby bylo jejich vybavení co nejrychlejší. **Obrázek 1** ukazuje v levém dolním rohu některé moduly na sběrnici SID.

Program Master, napsaný v jazyce Java, vyhodnocuje veškerou komunikaci probíhající na sběrnici a s ohledem na konfiguraci odpovídá na zasílané požadavky. Například zajišťuje ovládání prvků inteligentní domácnosti v závislosti na stisknutém tlačítku, které může být dynamicky měněno dle potřeby uživatele domu. Ukládá stavy a nastavení implementovaných modulů, stejně tak umožňuje měnit jejich parametry. Konfigurace programu je uložena v XML formátu. Grafické prostředí programu nabízí úpravy podmínek závislých na událostech v SID. Administrátorský přístup na nejnižší úrovni je zprostředkován jak konzolovým oknem, zobrazujícím komunikaci na sběrnici v hexadecimálním formátu, tak oknem s grafickou reprezentací prvků SID. Poslední z důležitých funkcí tohoto programu je spuštění TPC serveru a propojení Master programu spolu s programem openHAB.

OpenHAB je software určený pro automatizaci domu a integrování různých technologií pro inteligentní domácnost. Výhodou je také zcela otevřený kód toho softwaru, což umožňuje dopisování vlastních propojovacích programů v Javě. Původně byl napsán vlastní program pro ovládání SID přes intranet, ale na konec byl zvolen openHAB, protože nabízí propracované ovládání, lepší grafiku, aplikace pro chytré telefony (Android, iOS), ale hlavně umožňuje propojování různých technologií. Tyto možnosti spolu s novou verzí programu byly natolik přesvědčivé, že byl napsán propojovací program pro openHAB a momentálně je možné ovládat nově vzniklý SID přes tento software.

5 ZÁVĚR

Předkládaný projekt odstraňuje úvodem zmíněné problémy nesoucí se v oblasti inteligentních domů. Přesněji se jedná o vysokou pořizovací cenu, jež byla odstraněna návrhem levné sítě a modulů řešených jednoduše a efektivně. Nedostatek flexibility nabízených možností je odstraněn podstatou projektu, který je zpracováván od začátku do konce a je tedy možné téměř cokoliv na vyžádání přidat. Systém je taktéž připraven na rozšíření o bezdrátovou část sítě, což také zvyšuje flexibilitu, ale i dostupnost navrhovaného systému pro domácnosti s již hotovou elektroinstalací. Špatná ovladatelnost je pokročena větším počtem uživatelských vstupů, které byly vyjmenovány ve 3. kapitole. Využití programu openHAB přineslo spoustu nových možností, které pomáhají jít proti výše zmíněným problémům. Doposud na našem trhu nabízených systémů inteligentních domácností se firmy snaží být osamostatněny a tím donutit zákazníka, aby nadále již spolupracoval pouze s prvotně oslovenou společností. Nepřekonatelnou výhodou je to, že openHAB umožňuje ovládat již dříve nainstalovaný systém inteligentního domu, a proto je možné stávající systém rozšířit o systém popsany v této práci a spojit vše do jednoho funkčního systému, který má jednotné ovládání.

Odpovědí na otázku zabezpečení je příprava této nabídky. Zabezpečení je potřebné navrhnout tak, aby splňovalo veškerou legislativu. Prozatím projekt obsahuje prvky, které se dají považovat za zabezpečovací, ale pouze z funkčního hlediska. Z legislativního hlediska není možné je takto označovat, jelikož nebyla legislativa zakoupena, a proto ani návrh modulů pro zabezpečení nenásleduje její požadavky. Ovšem do budoucna je s tímto rozšířením počítáno, jelikož je nezbytnou součástí inteligentního domu. Navržený systém je zcela funkční a provozován v reálných podmínkách.

REFERENCE

- [1] BRUSH, A.J. Bernheim, Bongshin LEE, Ratul MAHAJAN, Sharad AGARWAL, Stefan SAROIU a Colin DIXON. *Home Automation in the Wild: Challenges and Opportunities* [online]. 2011 [cit. 2016-10-19]. Dostupné z: https://www.microsoft.com/en-us/research/wp-content/uploads/2016/02/HomeOSCHI_cameraready_Final.pdf

DESIGN AND REALISATION OF THE WIRELESS COMMUNICATION NETWORK

Zdeněk Ptáček

Master Degree Programme (2), FEEC BUT

E-mail: xptace15@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Michal Pavlík

E-mail: pavlik@feec.vutbr.cz

Abstract: This work deals with usage of wireless communication circuit nRF24L01 + for the realization of a dedicated wireless network using tree topology. Each wireless unit controls its own base frequency band. The wireless network uses some basic peripherals for temperature, humidity and ambient light measurements.

Keywords: nRF24L01+, sensor network, wireless communication, battery source

1 ÚVOD

Koncept této bezdrátové sítě byl vytvořen za účelem sběru a vyhodnocování dat s následnou zpětnou vazbou v podobě příkazů. Zároveň bylo zapotřebí zajištění dostatečné kvality spojení mezi jednotkami i v případě, že dojde ke střetu vyslaných zpráv nebo z jiného důvodu k jejímu nedoručení. Součástí jednotek je modul nRF24L01+, který zajišťuje bezdrátový přenos zpráv. Tento modul je v krátkosti představen v následující kapitole.

Funkce sítě je zajištěna pomocí tří hlavních částí. První část zajišťuje komunikaci s uživatelem pomocí grafického rozhraní v počítači. Tímto rozhraním je nastavena druhá část, centrální jednotka, která je k němu připojena přes rozhraní USB. Poslední částí jsou samotné jednotky sítě. Všechny tyto části jsou popsány v následující kapitole. Kapitola 3 je věnována principu chování sítě od jejího vzniku při inicializaci až po stabilní pracovní režim.

Vytvoření jednoduché bezdrátové komunikace za použití tohoto modulu je věnováno několik internetových portálů, avšak práci na podobné téma je řešena zde.[2]

2 KOMPONENTY

Pro zajištění bezdrátové komunikace byl využit modul nRF24L01+, jehož hlavní parametry jsou uvedeny v následující tabulce. Modul dokáže přijímat zprávy až od šesti dalších modulů s odlišnými adresami.

Parametr	Hodnota
Napájecí napětí	1,9 – 3,6 V
Proudová spotřeba	900 nA – 13,5 mA
Maximální dosah	80 – 100 m
Frekvenční pásmo	2,4 – 2,525 GHz
Rychlost přenosu dat	250 kbps, 1 Mbps a 2 Mbps
Maximální délka zprávy	32 bytů

Tabulka 1: Parametry modulu nRF24L01+**Chyba! Nenalezen zdroj odkazů.**

Funkce bezdrátové sítě je zajištěna pomocí tří typů zařízení:

- počítače,
- centrální jednotky a
- ostatních jednotek.

2.1 POČÍTAČ

Grafické prostředí v počítači slouží pro vlastní inicializaci sítě, čímž jsou nastaveny požadované parametry a vlastnosti. Dále je využito pro její diagnostiku a v neposlední řadě také pro sběr dat a ovládání koncových periférií sítě. Data příslušící každé jednotce jsou zobrazena v mapě sítě.

2.2 CENTRÁLNÍ JEDNOTKA

Hlavním úkolem centrální jednotky je uchovávat dat o hierarchii sítě a jejím nastavení. Tyto informace jsou důležité pro pozdější znovuspuštění sítě. Jelikož jsou informace uloženy v paměti EEPROM mikrokontroléru centrální jednotky, lze pro ovládání sítě využít i jiný počítač než původní, na kterém byla síť původně konfigurována. Po úspěšné inicializaci pak centrální jednotka funguje jako prostředník mezi počítačem a samotnou sítí.

2.3 OSTATNÍ JEDNOTKY

Všechny ostatní jednotky jsou určeny pro obsluhu definovaných periférií. Každá z těchto jednotek umí pracovat s tlačítky, senzorem plynu, teploty, světla, pohybu, hladiny vody i zvuku. Kromě toho mohou být využity pro ovládání výstupních periférií pomocí relátek. U některých z těchto periférií, jako jsou například senzor pohybu či tlačítka, je nutno čekat na vnější akci, která vyvolá přerušení, na jehož základě je poslána informační zpráva o povaze změny. Jiné periferie nepotřebují čekat na vnější akci, a proto je jejich hodnota závislá na vyžádání. Hodnota může být vyžádána počítačem nebo vyslána na základě uplynutí doby vysílacího intervalu.

Z baterie lze napájet pouze koncové jednotky, které jsou po většinu doby uvedeny do režimu spánku. Pro některé periferie však tento režim postrádá smysl, protože pro svou funkci odebírají mnohem více proudu než samotná jednotka.

3 CHOVÁNÍ SÍTĚ

Síť může pracovat ve dvou různých režimech. První režim umožňuje hlídanou komunikaci, jinými slovy, síť pro svou funkci potřebuje počítač, který se stará o veškeré vyhodnocování a jednotky sítě slouží pouze jako vstupní a výstupní periferie. V druhém režimu je síť nakonfigurována tak, že pro svou funkci nepotřebuje kontrolu počítačem, ale vlivem její vlastní omezené paměti nelze provádět tak sofistikované příkazy a funkce.

3.1 INICIALIZACE

Inicializace sítě je provedena bezprostředně po připojení napájení či připojení programu v počítači. V případě centrální jednotky je inicializace provedena načtením hodnot z EEPROM paměti do registrů bezdrátového modulu a následným čekáním na připojení programu v počítači.

Při inicializaci ostatních jednotek dochází kromě nastavení bezdrátového modulu také ke konfiguraci vlastních periférií. Následně jsou prováděna periodická zkušební vysílání. Pokud jednotka není schopna se do určitého času spojit s nadřazenou jednotkou, přechází do režimu spánku.

Inicializace programu v počítači spočívá ve vyžádání dat o hierarchii sítě uložené v EEPROM paměti centrální jednotky. Z dat je sestaven virtuální model sítě, který je uživateli zobrazen a představen jako mapa sítě.

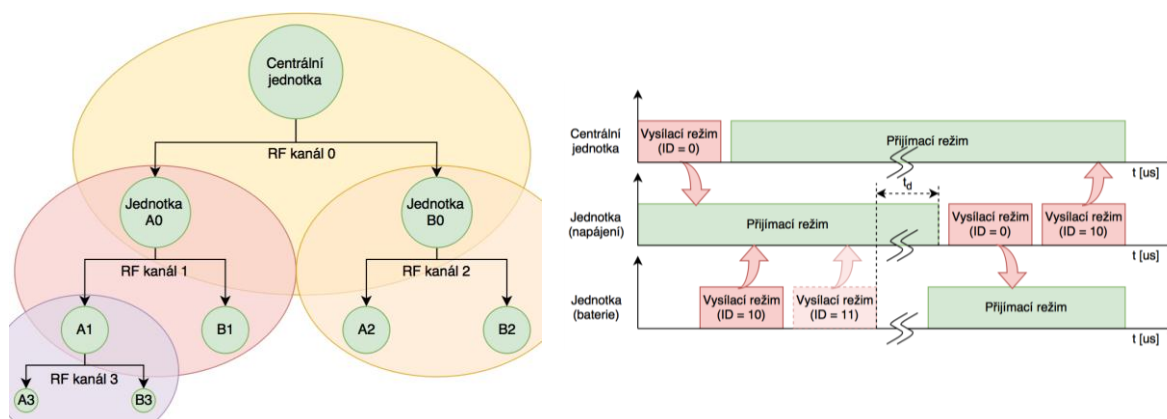
3.2 PŘIPOJENÍ NOVÉ JEDNOTKY

Připojení nové jednotky do sítě je provedeno jejím připojením k centrální jednotce přes rozhraní UART. Tím je vyslán požadavek počítači, který zobrazí inicializační formulář. Automaticky je zvolena volná adresa nové jednotky, její pracovní frekvenční pásmo a umístění v síti. Formulářem lze tyto hodnoty upravit. Dále lze určit název jednotky, interval pro periodické vysílání a typ napájení (pevné / baterie). Po dokončení inicializační fáze jsou centrální jednotkou nastaveny parametry nové jednotky a případně upraveny parametry již existující jednotky, na kterou má být nová jednotka připojena.

3.3 PRINCIP KOMUNIKACE

Komunikace v topologii stromu směrem k centrální jednotce probíhá pomocí přístupového protokolu ALOHA, u kterého nezávisí na časových intervalech, ale pouze na přichozím požadavku pro vyslání zprávy. Tím může být způsoben zvýšený počet kolizí zpráv. Aby byl tento efekt co nejmenší, byla při nedoručení zprávy zabudována náhodná prodleva v opakovaném vysílání zprávy a pro každé zařízení stanoveno vlastní operační frekvenční pásmo.

Na následujícím obrázku (**Obrázek 1**) je znázorněna celulární topologie sítě a vzájemná komunikace mezi jednotkami, při které je zohledněn typ napájení jednotky.



Obrázek 1: Celulární topologie a princip komunikace

4 ZÁVĚR

Byla navržena bezdrátová komunikační síť s využitím komunikace o dynamické délce zprávy a možností využití bateriového napájení pro koncové jednotky sítě. Pomocí jednotek sítě jsou ovládnuty jednotlivé periferie a čteny jejich aktuální údaje. Tyto údaje jsou pak dále zobrazovány v počítači u každé jednotky v zobrazené mapě sítě.

Síť může být nastavena do režimu, kdy vyhodnocování zastává počítač nebo v opačném případě, kdy není počítač třeba, avšak za cenu snížení náročnosti příkazů.

Díky zavedení celulárního topologie a náhodné doby znovu odesílání zprávy při nedoručení bylo sníženo křížové volání a zvýšena spolehlivost sítě.

REFERENCE

- [1] NORDIC SEMICONDUCTOR. NRF24L01+ Product Specification [online]. March 2008 [cit. 2017-03-11]. Dostupné z: https://www.nordicsemi.com/kor/content/download/2726/34069/file/nRF24L01P_Product_Specification_1_0.pdf
- [2] Maniacbug: RF24Network for Wireless Sensor Networking [online]. 2012 [cit. 2017-03-28]. Dostupné z: <https://maniacbug.wordpress.com/2012/03/30/rf24network/>

ROUGHNESS MEASUREMENT WITH LASER PROFILOMETRY

Radoslav Mach

Master Electrical, Electronic, Communication and Control Technology (4), FEEC VUT

E-mail: xmachr00@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Marie Sedlaříková

E-mail: sedlara@feec.vutbr.cz

Abstract: The project deals with technology of laser profilometry for material roughness measurements purposes. The focus of this work is measuring roughness parameters of materials, such as metal with using of different types of laser emitted light. Results demonstrate correlation between the wavelengths of the used laser lights with measurement accuracy.

Keywords: profilometry, laser, image sensor, material roughness, LPM

1 ÚVOD

V súčasnosti výskum zameraný na meranie a rozpoznávanie trojrozmerného tvaru objektov a povrchov napreduje míľovými krokmi. V mnohých odvetviach a aplikáciách laboratórneho či priemyselného merania je nevyhnutné presne vyhodnotiť aj tie najjemnejšie odchýlky v tvare profilov rôznych povrchov. Využitie moderných prostriedkov pre skúmanie vlastností materiálov môže vnieť nové svetlo do už preskúmaného a otvoriť nové obzory. Jednou z možností ako realizovať takéto druhy meraní predstavuje laserová profilometria.

Hlavným prínosom práce má byť pochopenie korelácie medzi presnosťou rozpoznávania drsnosti a vlnovej dĺžky emitovaného žiarenia laserového zdroja. Dokázaním týchto súvislostí môžeme uviesť bezkontaktnú formu profilometrie do sféry mapovania drsnosti materiálov ako nikdy predtým.

2 LASEROVÁ PROFILOMETRIA

Z hľadiska využívania moderných technológií vo výrobných procesoch sa v súčasnosti čoraz viac presadzujú 3D skenovacie technológie. Tieto technológie sa prevažne využívajú pri kontrole produktov, povrchov a vyhodnocovaní ich parametrov, reverznom výrobnom procese, kontrole kvality či meraniach opotrebenia.

Laserová profilometria je forma bezkontaktného optického profilometrického merania povrchu skenovaného objektu s následným vyhotovením jeho trojrozmerného modelu. Zloženie takéhoto profilometrického systému sa zakladá na prítomnosti laserového lúča emitovaného optickým zdrojom elektromagnetického žiarenia a snímacieho zariadenia v podobe kamery, zvyčajne na báze CCD alebo CMOS snímacieho čipu.

Tenký laserový lúč je premietaný na meraný objekt. Svetelná stopa je snímaná pod určitým uhlom digitálnou kamerou. Princíp funkcie spočíva vo využití techniky aktívnej triangulácie kde zdroj svetla spolu so snímačom a skúmaným objektom tvoria takzvaný triangulačný trojuholník. Týmto spôsobom je možné z každého naskenovaného obrazu vyhotoviť reálny 3D profil. Takýto bezkontaktný profilometer spolupracuje s klasickým počítačom disponujúcim operačným systémom Windows cez vopred dodaný profilometrický program s užívateľským prostredím. Na prenos a komunikáciu s počítačom sa používa rozhranie IEEE 1394 (FireWire). [1]

Uplatnenie tejto formy merania možno nájsť praktický v akejkolvek sfére priemyslu kde je kladený dôraz na kvalitu povrchu objektov a ich tvar. Táto technológia nám umožňuje kontrolu v reálnom čase, čo je veľmi dôležitou výhodou z hľadiska efektivity.

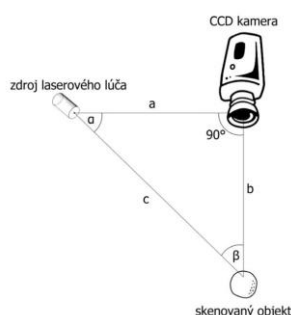
3 EXPERIMENTÁLNE MERANIE DRSNOSTI

Pre merania drsnosti sme použili kompaktný profilometer LPM od spoločnosti KVANT. Toto zariadenie sa skladá z mohutnej hliníkovej nosnej konštrukcie a je pripojené k osobnému počítaču s nainštalovaným softwarom pre komunikáciu s meracím prístrojom.

Pri rôznych typoch meraní sú kladené rôzne veľké požiadavky na rozlišovaciu schopnosť optickej sústavy. Pre výpočet najmenšej rozlíšiteľnej vzdialenosti dvoch bodov sa používa takzvané Rayleighovo kritérium.

$$a = \frac{1,22 \cdot \lambda}{D} = \frac{0,61 \cdot \lambda}{R} \quad [3]$$

kde λ je vlnová dĺžka použitého svetla, D predstavuje numerickú apertúru objektívu a číslo 1,22 predstavuje difrakčnú konštantu. Objektív tento rozmer zväčší a premietne na maticu fotocitlivého čipu kamery.



Obrázok 1: (vľavo) Ilustrácia princípu aktívnej triangulácie [2].

Obrázok 2: (vpravo) Pracovisko merania drsnosti LPM profilometrickým systémom.

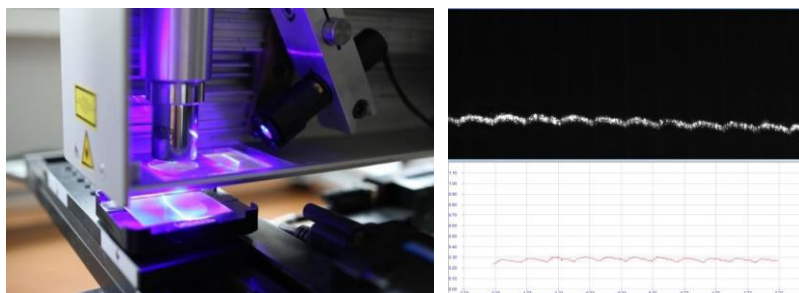
Technická špecifikácia systému:

- CMOS snímač s označením Marlin F-131B s rozlíšením 1280x1024 pixlov [4]
- objektív od spoločnosti Carl Zeiss so svetlosťou 3,2
- vymeniteľné laserové moduly (červený 635nm, zelený 520nm, modrý 450nm) so zorným uhlom 30°C o výkone 40 mW
- 70mm strieborný tubus ku kamerovej optike
- 2 motory 8MT177-100 značky Standa
- krokový motorový kontroler 8SMC1-USBhf-B2
- software LPM View 7.0

Meranie drsnosti sme uskutočnili s 3 zdrojmi laserového svetla s odlišnými vlnovými dĺžkami. Každé meranie sme reprezentovali 20 nameranými hodnotami, ktoré boli získane funkciou Long Scan v programe LPM View. Tieto hodnoty sme následne vypísali do programu Microsoft Excel, kde sme ich podrobili štatistickým rozborom. Zaujímali nás aritmetický priemer, smerodajná odchýlka a rozptyl.

Sken bol vykonaný po dĺžke 4450 μm , každých 220 μm prebehlo jedno z meraní, ktorých bolo 20. Vo výsledných parametroch sme sa zamerali na hodnotu drsnosti R_a .

Z 20 hodnôt, ktoré boli namerané 3 rôznymi laserami sme vyhotovili tabuľku s vypočítanými základnými štatistickými údajmi. K výsledkom bola pridaná aj percentuálnu odchýlka oproti normovanej drsnosti R_a .



Obrázok 3: (vľavo) Meranie hliníkovej vzorky modrým svetlom.

Obrázok 4: (vpravo) Meranie štruktúry hliníkovej vzorky modrým svetlom v LPM View.

	Hobľovaný hliník ($R_a = 10 \mu\text{m}$)		
	$\lambda = 635\text{nm}$	$\lambda = 520\text{nm}$	$\lambda = 450\text{nm}$
Aritmetický priemer	0.0112707mm	0.01033mm	0.00999mm
Smerodainá odchýlka	0.000542903mm	0.000384mm	0.00038mm
Rozptyl	2.94744E-07	1.47E-07	1.45E-07
Odchýlka od normy	12.707%	3.3%	0.001%

Tabuľka 1: Výsledky meraní pre jednotlivé laserové zdroje

Z tabuľky výsledných hodnôt vyplýva, že najväčších presnosti sme dosahovali použitím modrého svetla s kratšou vlnovou dĺžkou kde odchýlka od normy dosahovala len tisícinu percenta. Zatiaľ čo pri červenom svetle bola odchýlka od normy až 12,7% , zeleným svetlom sa nám podarilo dosiahnuť presnosť len s odchýlkou 3,3%. Týmto spôsobom bola experimentálne dokázaná platnosť Rayleighovo kritéria, ktoré dáva do súvislosti stúpajúcu rozlišovaciu schopnosť optickej sústavy vďaka znižovaniu hodnoty vlnovej dĺžky emitovaného svetla.

4 ZÁVER

Meranie drsnosti bezkontaktnými formami profilometrie ako je laserová profilometria, je na hranici fyzikálnych možností. Drsnosť povrchu je tou najjemnejšou úrovňou nerovnosti povrchu a dosiahnuť presné merania v rádoch mikrometroch až desiatky mikrometrov je veľmi náročná úloha, pri ktorej treba dbať na správnu kalibráciu systému. Preto možno vyhodnotiť experimenty tejto práce za veľmi prínosne a inovatívne v oblasti skúmania nových možností v meraní drsnosti povrchov bezkontaktnou optickou profilometriou.

PODĚKOVÁNÍ

Publikace vznikla za finanční podpory projektu specifického výzkumu na VUT (projekt č. FEKT-S-17-4595, Materiály a technologie pro elektrotechniku III).

REFERENCE

- [1] Dostupné z WWW: <http://www.meranie.sk/sk/opticke-merania/profilometria/>
- [2] Dostupné z WWW: <http://www.engineering.sk/clanky2/stroje-a-technologie/912-trojrozmerove-skenovacie-systemy>
- [3] Kúš, P. Moderná mikroskopia a digitálne spracovanie obrazu, Bratislava: Univerzita
- [4] Komenského Fakulta matematiky fyziky a informatiky, 2008. 125 s.
- [5] Allied Vision Technologies GmbH, Technical Manual. Stadtroda Germany, 2015, 237 s.
- [6] KVANT spol. s.r.o. LPM View 6 Príručka používateľa. FMFI UK Bratislava 2014, 25 s.

DESIGN OF DA CONVERTER WITH FULLY DIFFERENTIAL OUTPUT IN CMOS TECHNOLOGY

Petr Mácha

Master (2), FEEC BUT

E-mail: xmacha54@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Vilém Kledrowetz

E-mail: kledrowetz@vutbr.cz

Abstract: This work deals with the design of eight-bit digital to analog converter in technology I3T25 of ON Semiconductor company. The main goal is to design a converter with small size, and high transfer speed. The functionality of designed circuits is verified by simulation environment Cadence

Keywords: D/A converter, current steering, CMOS

1 ÚVOD

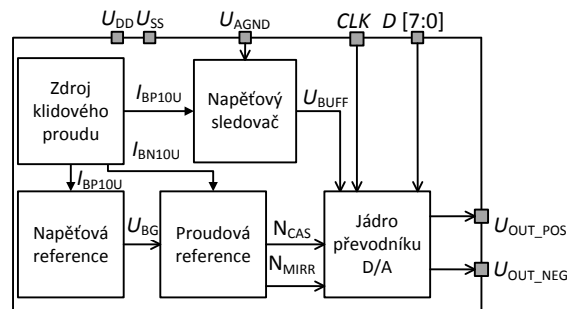
Digitálně – analogové převodníky jsou důležitou skupinou analogových obvodů. Tyto převodníky hrají výraznou roli ve stále se rozšiřujícím digitálním světě, protože stále více výrobků provádí výpočty a zpracování signálů v diskrétní časové oblasti. Proto je nutné navrhovat stále sofistikovanější převodníky, které svými parametry a vlastnostmi drží krok s rostoucími požadavky na jejich výkon [1]. Tato práce se proto zabývá návrhem plně diferenčního převodníku D/A v technologii I3T25 firmy ON Semiconductor.

2 BLOKOVÉ SCHÉMA

Na obrázku 1 je zobrazeno celkové blokové schéma navrženého obvodu. Jádrem převodníku tvoří zapojení využívající spínané proudové zdroje a proudový dělič. Výhody tohoto řešení jsou především v malé ploše čipu a v poměrně rychlém převodu. Na druhou stranu je potřeba poznamenat, že velkou nevýhodou tohoto zapojení je vyšší proudová spotřeba.

Pro správnou činnost převodníku je nutné vytvořit přesný referenční proud. Pro tento účel byly navrženy dva obvody – napěťová a proudová reference.

Blokové schéma dále obsahuje dva pomocné obvody. Jedním z nich je napěťový sledovač, který umožňuje proudové zatížení analogové země U_{AGND} a slouží tak jako zdroj proudu pro proudové děliče. Druhým obvodem je zdroj klidového proudu, který slouží ke správnému nastavení pracovních bodů jednotlivých bloků.



Obrázek 1: Blokové schéma navrženého obvodu

2.1 NAPĚŤOVÝ SLEDOVAČ

Jak již bylo napsáno výše, napěťový sledovač slouží k oddělení vysoko-impedančního zdroje analogové země a umožňuje ji tak proudově zatížit. Napěťový sledovač musí dodávat proudy v rozsahu $100 \mu\text{A} - 400 \mu\text{A}$. Z tohoto důvodu byl navržen obvod, který velmi připomíná lineární napěťový regulátor složený z jednostupňového operačního zesilovače a propouštěcího tranzistoru typu PMOS.

2.2 NAPĚŤOVÁ REFERENCE

Úkolem napěťové reference je vytvářet, pokud možno co nejpřesnější napětí, které je nezávislé na procesu a teplotě. Jako vhodná struktura byla vybrána a navržena bandgap reference s operačním zesilovačem. Tato struktura se vyznačuje nejmenší závislostí na výrobním procesu a teplotě [2], kdy navržená reference má maximální chybu $\pm 4\%$. Další zvyšování přesnosti by bylo možné pomocí trimování, což v tomto případě není nutné.

Místo navrhnuté reference by mohla být použita i analogová zem U_{AGND} , avšak z důvodu, že toto napětí je pevně svázáno s napájecím napětím, které se pohybuje v rozmezí $\pm 10\%$ od své nominální hodnoty, mění se i velikost U_{AGND} o $\pm 10\%$. Takto velké kolísání by značně snížilo přesnost referenčního proudu.

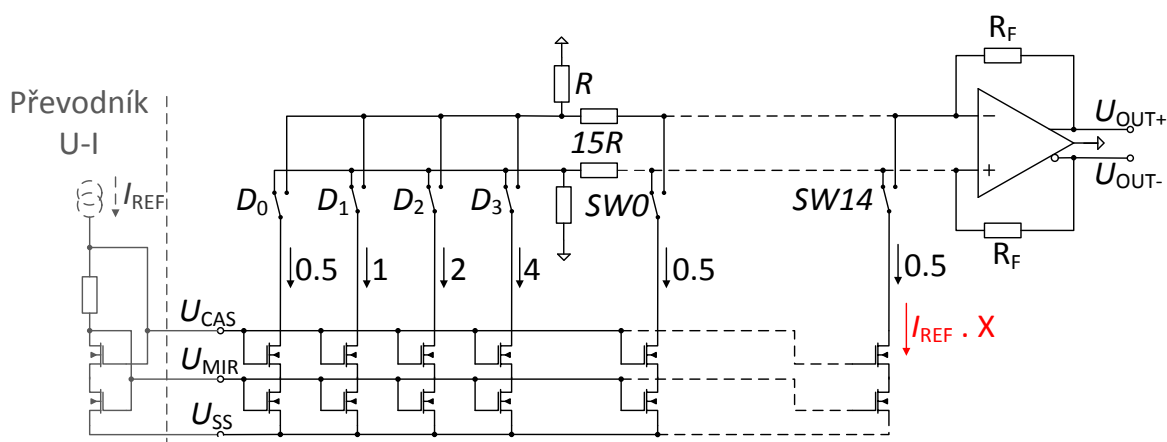
2.3 PROUDOVÁ REFERENCE

Proudová reference vytváří ze vstupního přesného napětí výstupní referenční proud. Vstupní obvod tvoří operační zesilovač, který spolu se zpětnovazebním tranzistorem vytváří na referenčním rezistoru požadovaný proud. Tento referenční proud je následně pomocí proudového zrcadla přenesen do výstupní části, kde vytváří napětí U_{CAS} a U_{MIRR} , které nastavují pracovní body proudových zdrojů v samotném jádru převodníku D/A (obrázek 2). Toto řešení umožňuje dosáhnout vysokého výstupního odporu v řádech desítek $\text{M}\Omega$

2.4 JÁDRO PŘEVODNÍKU D/A

Na obrázku 2 je zobrazeno jádro převodníku D/A. Jedná se o plně diferenční převodník, který pro svou činnost využívá dvou sub-převodníků. První sub-převodník *LSB* je tvořen binárně váhovanými zdroji proudu, kdy výstup této části je snížen na požadovanou hodnotu pomocí proudového děliče. Oproti tomu, sub-převodník *MSB* je tvořen jednotkovými proudovými zdroji, které se vyznačují lepší přesností. Jelikož spínače u tohoto typu převodníku nejsou řízeny přímo vstupním slovem, bylo nutné navrhnout dekodér z binárního čísla na termometrický kód.

Výhodou tohoto řešení je menší rozptyl součástek, čímž se podstatně zlepšil souběh zrcadel a tedy celková přesnost převodníku. Nevýhodou však je nutnost vytvoření přesného proudového děliče.

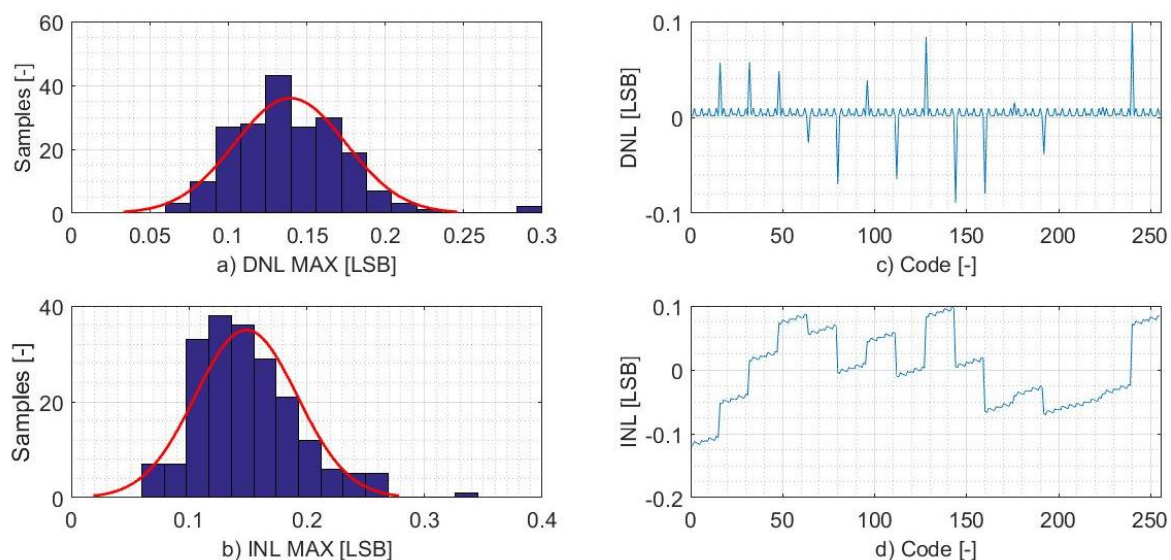


Obrázek 2: Zapojení jádra převodníku

3 SIMULACE

Celková funkčnost navrženého převodníku D/A byla ověřena ve všech výrobních odchylkách a v automobilovém rozsahu teplot. Pro jednodušší simulaci byl napsán Verilog-A model ideálního převodníku A/D. Výhodou tohoto způsobu simulace je, že vstupy navrženého převodníku D/A nejsou přímo řízeny osmi napěťovými zdroji, ale pomocí výstupu převodníku A/D. Pokud by byl převodník řízen přímo, bylo by velice problematické změnit tvar nebo periodu vstupního signálu. Navrženým způsobem se změni parametry pouze jednoho vstupního zdroje a převodník A/D poté tento signál převede do digitálního slova.

Pro prvotní zjištění velikosti součástek, které mají vliv na přesnost převodníku, byl nejprve napsán skript v programu Matlab, který modeloval nesouběh tranzistorů v proudových zdrojích. Protože tento skript nepočítal s veškerými odchylkami, byly výsledné velikosti tranzistorů upraveny na základě výsledků Monte Carlo analýzy.



Obrázek 3: Statistické a náhodné rozložení chyb převodníku

Na obrázku 3 je zobrazen zpracovaný výsledek Monte Carlo analýzy. Obrázky 3 a) a b) zobrazují statistické rozložení diferenciální (*DNL*) respektive integrální (*INL*) nelinearity. Velikosti součástek byly zvoleny tak, aby pro výrobní odchylku 6σ byly tyto chyby menší než 0,5 LSB. Obrázky 3 c) a d) zobrazují průběh *DNL* a *INL* v průběhu jednoho náhodného běhu.

4 ZÁVĚR

Tato práce se zabývala návrhem osmibitového digitálně-analogového převodníku v technologii I3T25 firmy ON Semiconductor. Při návrhu byl kladen důraz na rychlost převodu a na malou plochu čipu. Z tohoto důvodu byla zvolena a navržena struktura využívající proudové zdroje.

Kompletní obvod byl simulován v automobilovém rozsahu teplot včetně uvažování všech výrobních odchylek. Přesnost navrženého převodníku byla zjištěna pomocí Monte Carlo analýzy a je zajištěna pro kompletní teplotní rozsah a pro výrobní odchylku 6σ .

REFERENCE

- [1] PLASSCHE, Rudy J. van de. *CMOS integrated analog-to-digital and digital-to-analog converters*. 2nd ed. Boston: Kluwer Academic Publishers, 2003. ISBN 14-020-7500-6.
- [2] RAZAVI, Behzad. *Design of analog CMOS integrated circuits*. Boston: McGraw-Hill, 2001, 684 s. ISBN 00-723-8032-2

ULTRASONIC OIL LEVEL SENSOR

Pavel Chutný

Master Degree Programme (2), FEEC BUT

E-mail: xchutn00@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Petr Vyroubal

E-mail: vyroubal@feec.vutbr.cz

Abstract: In this paper, different kinds of level sensor are described. The way of measurement of engine oil is clarified. The principle of ultrasonic sensor is explained, because own oil level sensor is based on ultrasonic wave. The best version is predicted by numerical model. Also the dependence of velocity of ultrasonic wave on oil temperature is examined.

Keywords: ANSYS, Level sensor, Numerical model, Oil, Temperature, Ultrasound

1 ÚVOD

Používání motorového oleje za účelem bezporuchovosti vozidla je nutné z důvodu mazání, chlazení a dotěsnění. Kontrola množství oleje u motorového vozidla v klikové skříni nebo nádrži je v podstatě kontrolou výše hladiny. Ke zjišťování výšky hladiny měřené kapaliny lze využít různé typy snímačů. Volba snímače hladiny závisí na vlastnostech kapaliny, dále je třeba uvažovat vliv okolního prostředí (teplota, tlak, korosivní účinky, míchání) a požadovaný způsob zpracování informace. Snímače hladiny, z hlediska technického principu, se rozdělují na mechanické, hydrostatické, elektrické a fyzikální hladinoměry.

Výše hladiny motorového oleje se nejčastěji měří tyčovou měrkou oleje, která je vsunuta do klikové skříně bloku motoru nebo do nádrže. Stav oleje se musí pohybovat mezi značkami pro minimum a maximum na měrce oleje. Při kontrole množství oleje v motoru musí stát vozidlo na rovině. Pokud se množství oleje kontroluje po jízdě, tak je doporučováno chvíli počkat, aby olej stačil stéci do spodní části motoru.

Další způsob měření využívá snímač teploty oleje a snímač množství oleje. Snímač množství oleje se krátkodobě ohřeje na teplotu vyšší, než je teplota oleje. Dle délky doby chladnutí se v řídicí jednotce panelu vyhodnocuje, zda je hladina motorového oleje dostatečná. Delší doba chladnutí signalizuje nedostatečné naplnění, krátká doba naopak normální hladinu oleje.

2 ULTRAZVUKOVÝ SENZOR

K přesnějšímu určení hladiny motorového oleje lze použít ultrazvukový senzor. Ten je tvořen generátorem a vysílačem ultrazvukového signálu, přijímačem ultrazvuku a zesilovačem signálu a následným elektronickým vyhodnocovacím zařízením.

Ultrazvukové hladinoměry využívají znalost šíření rychlosti zvuku prostředím, které se nachází mezi měřicím přístrojem a měřenou hladinou (ve většině případů vzduch, $v = 343 \text{ m}\cdot\text{s}^{-1}$). Vzdálenost L od hladiny je určena z času t , který uplyne mezi vysláním a detekcí ultrazvukového vlnění:

$$L = \frac{v \cdot t}{2} \quad (1)$$

Vypočítaná dráha, kterou vlnění v čase t urazilo, se musí podělit dvěma, protože tento čas je měřen až do doby detekce odezvy, která je zaznamenána stejným přístrojem, kterým byl impuls vyslán. Z toho vyplývá, že vlnění urazilo měřenou vzdálenost v podstatě dvakrát. Pokud dojde k odečtení

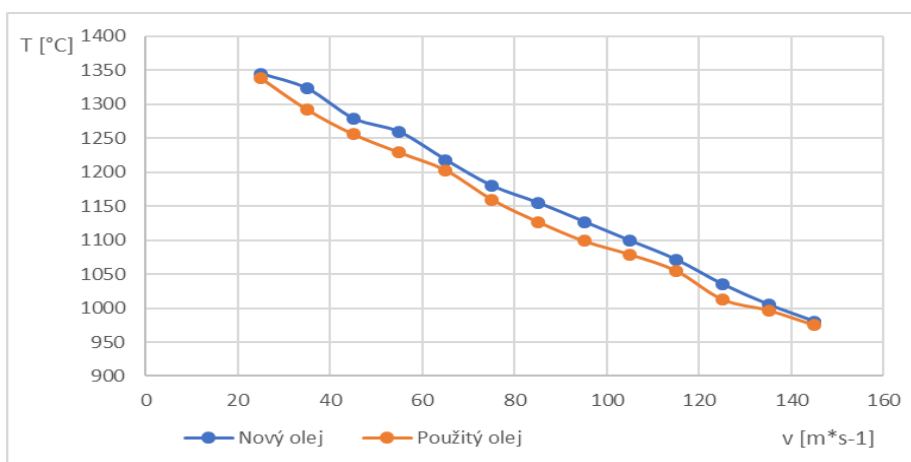
změřené vzdálenosti od maximální hloubky nádoby (vzdálenost mezi přístrojem a dnem nádoby), tak je výška hladiny stanovena:

$$h = L_{\text{Max}} - \frac{v * t}{2} \quad (2)$$

Ovlivňujícími veličinami při tomto měření jsou hustota prostředí, teplota, přítomnost míchadla či případná pěna na hladině.

2.1 ZMĚNA TEPLOTY OLEJE

I když se při zapnutém motoru může teplota oleje dostat až ke 300 °C, standardní teplotní provozní rozsah je stanoven v rozmezí 80 – 130 °C, přičemž z důvodu delší životnosti oleje je snahou se pohybovat spíše u spodní hranice rozmezí.

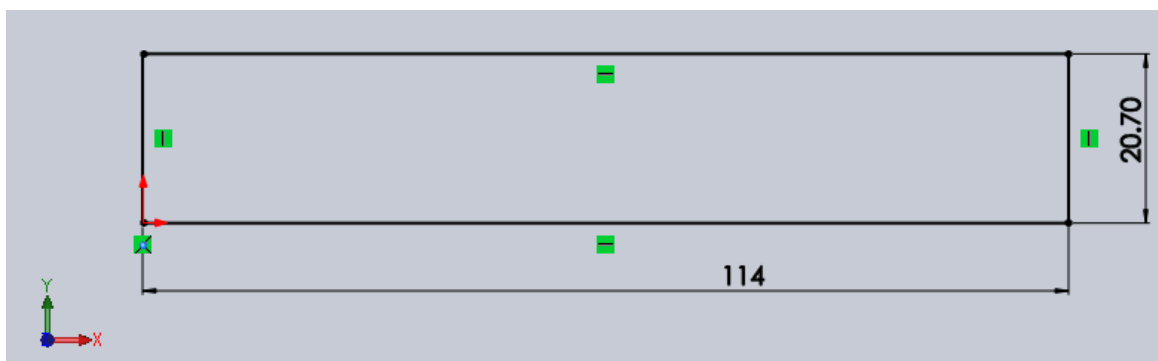


Obrázek 1: Závislost rychlosti šíření ultrazvuku na teplotě pro olej typu 5W-30

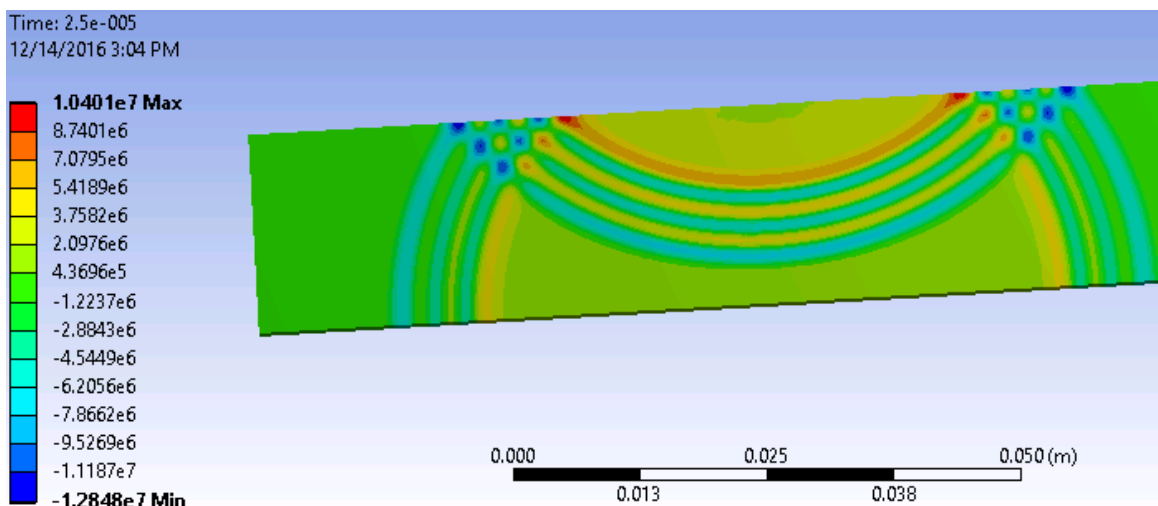
2.2 NUMERICKÝ MODEL

Numerický model ultrazvukového senzoru hladiny oleje byl realizován v počítačovém programu ANSYS. V rámci simulace byly aplikovány získané poznatky z dostupné literatury i výsledky experimentů prováděných v laboratorních podmínkách. Pro nižší výpočtovou náročnost byl zvolen 2,5 D model, to znamená, že tloušťka prostředí (vzduch), ve kterém se ultrazvuk šíří, odpovídala velikosti jednomu výpočtovému elementu. Maximální velikost výpočtového elementu I_{MAX} závisí na použité vlnové délce ultrazvuku λ a je dána vztahem:

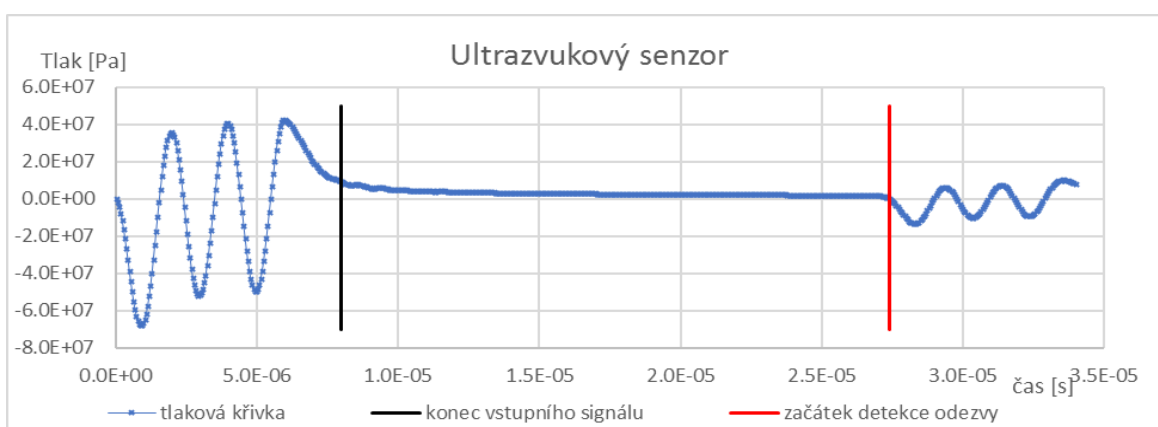
$$I_{MAX} \leq \lambda / 6 \quad (3)$$



Obrázek 2: Rozměry prostředí [mm], ve kterém dochází k šíření ultrazvuku – vytvořeno v programu SOLIDWORKS (pohled shora)



Obrázek 3: Akustický tlak v čase $2,5 \cdot 10^{-5}$ s



Obrázek 4: Průběh akustického tlaku v místě přiložení sondy

3 ZÁVĚR

Ultrazvukový senzor dokáže přesně změřit výšku hladiny oleje v zásobovací nádrži, ze které lze následně dopočítat celkové množství oleje. Navíc se při laboratorním měření několika různých vzorků oleje prokázalo, že rychlost šíření ultrazvuku v použitém oleji je nižší než v novém oleji. Tohoto faktu by se dalo využít při stanovování kvality používaného oleje a následně je zde možnost upozorňovat na potřebu výměny oleje.

Při numerickém modelování bylo také zkoumáno rozhraní mezi dvěma tekutinami, při kterém byly získány cenné poznatky o přestupu vlnění z jednoho prostředí do druhého, jak z hlediska změny rychlosti šíření ultrazvuku, tak i o rozložení energie, která z části prostupuje do druhého prostředí a z části se na rozhraní odráží. Jejich jednotlivé poměry byly zjišťovány na různých typech rozhraní tekutin.

REFERENCE

- [1] KOPEC, Bernard. *Nedestruktivní zkoušení materiálů a konstrukcí: (nauka o materiálu IV)*. Vyd. 1. Brno: Akademické nakladatelství CERM, 2008. ISBN 978-80-7204-591-4.
- [2] PRNKA, J. *Výpočtové modelování hluku v kabině letounu VUT 100 Cobra*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta strojního inženýrství, 2010. 78 s. Vedoucí diplomové práce Ing. Pavel Švancara, PhD. [online]. [cit. 2016-11-28]. Dostupné z: https://www.vutbr.cz/www_base/zav_prace_soubor_verejne.php?file_id=29721

PIEZOELECTRICITY IN TECHNICAL PRACTICE

Lenka Škarabelová

Master Degree Programme (4), FEEC BUT

E-mail: xskara04@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Jiří Kazelle

E-mail: kazelle@feec.vutbr.cz

Abstract: Bachelor's thesis is dedicated to the study of the principle and possibilities of use of the piezoelectric effect. Since the use of piezoelectric effect in electrical engineering is very extensive, the main focus is placed on the ability to exploit this effect in the field of ultrasonic and piezoelectric resonators.

Next aim of this work is practically and theoretically to get acquainted with the measurement with an ultrasonic equipment from company Olympus and ultrasonic defectoscopy for detection of possible imperfections in the material and their evaluation.

Keywords: Piezoelectric effect, Ultrasonic defectoscopy, Piezoelectric effect in technical engineering, Ultrasonic

1 ÚVOD

Tato práce je zaměřena na využití piezoelektrického jevu v technické praxi. Využití piezoelektriny jako takové je v technice velmi rozsáhlé.

Mezi jeden z nejvyužívanějších oborů pracujících s piezoelektrinou se řadí i ultraakustika. Ultrazvukem lze nazvat mechanické kmity částic prostředí kolem rovnovážné klidové polohy s kmitočtem vyšším než 20 kHz. Důležitou částí je ultrazvuková defektoskopie, která využívá ultrazvuku k hledání nečistot a různých vad v materiálu.

2 TEORETICKÉ ZÁKLADY PIEZOELEKTRINY

Piezoelektrický jev je schopnost krystalů generovat elektrický náboj při jejich deformaci, popřípadě jev opačný, kdy se krystal v elektrickém poli deformuje. Tento jev lze pozorovat pouze u některých látek, a to u takových, které nemají z krystalografického hlediska tzv. střed symetrie. Jedná se o tzv. anizotropní látky. [1]

Princip piezoelektrického jevu spočívá v mikrostruktuře materiálu. Zda může mít krystal piezoelektrické vlastnosti rozhodují symetrické vlastnosti elementárních buněk krystalové mřížky. Ionty v buňkách bez středu symetrie se vlivem mechanického namáhání přesouvají, a tak vytváří elektrický dipól, na rozdíl od buněk, které mají střed symetrie. [2]

Mezi nejpoužívanější piezoelektrické materiály se řadí především křemen a piezoelektrická keramika, která se stává piezoelektrickou až po vystavení účinkům elektrického pole za zvýšené teploty. [2]

3 NÁVRH LABORATORNÍ ÚLOHY – DETEKOVÁNÍ VADY V MATERIÁLU

Návrh laboratorní úlohy má za úkol seznámit studenty s ultrazvukovou defektoskopií při vyhodnocování předloženého vzorku.

3.1 CÍL ÚLOHY

Cílem úlohy je u předloženého vzorku najít a vyhodnotit podpovrchovou vadu materiálu. Dále také proměřit rychlost šíření ultrazvuku v tomto vzorku a z té určit, o jaký materiál se jedná.

3.2 ZADÁNÍ ÚLOHY

U předloženého vzorku kovové destičky 100x100 mm, složené ze dvou dílů o tloušťce 2x10 mm, změřte rychlost šíření ultrazvukových vln materiálem a podle výsledné rychlosti se pokuste určit, o jaký materiál se jedná. Změřenou rychlost ultrazvuku použijte ke stanovení délky ultrazvukové vlny v materiálu a zdůvodněte vhodný kmitočet sondy pro další měření. Dále pak prozkoušením materiálu ultrazvukovou sondou určete místo, tvar vady a její hloubku.

3.3 PRAKTICKÉ OVĚŘENÍ

Tento experiment byl dle navrženého měřicího postupu ověřen v laboratoři. Naměřená průměrná tloušťka vzorku byla 19,3 mm. Rychlost šíření ultrazvuku v materiálu určená přístrojem pak byla rovna $6\,267\text{ m}\cdot\text{s}^{-1}$, což materiálově odpovídá rychlosti ultrazvuku v hliníku. Dle vztahu (1):

$$\lambda = vT = \frac{v}{f} \quad (1)$$

kde λ je délka vlny,

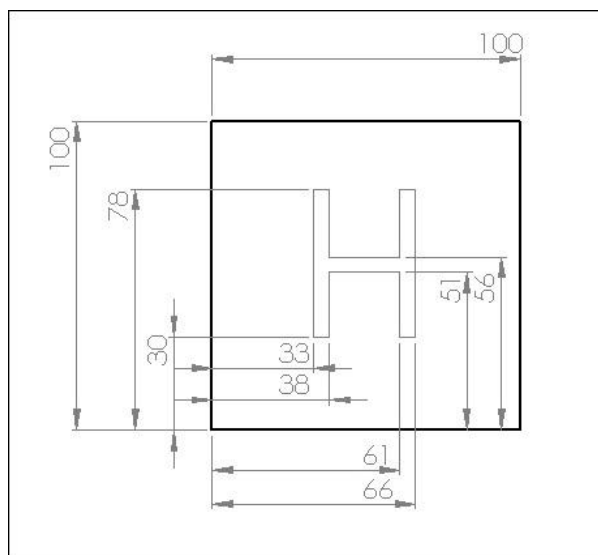
v je rychlost šíření vlny prostředím,

T je perioda,

f je kmitočet.

Z rovnice (1) následně byla stanovena vlnová délka ultrazvuku v materiálu. Pro sondu 4 MHz je délka vlny 1,57 mm a pro sondu 20 MHz je délka vlny 0,31 mm. Vzhledem k tomu, že očekávaný rozměr vady byl očekáván v milimetrech, bylo třeba použít sondu pro níž je délka vlny kratší než rozměr vady, aby bylo dosaženo co nejlepší rozlišovací schopnosti. Z toho důvodu byla pro měření použita sonda 20 MHz.

Po prozkoušení celého vzorku pak byla vyhodnocena výsledná vada. Ta měla tvar písmene H, které mělo šířku čáry 5 mm a hloubku 2 mm. (viz. Obrázek 2)



Obrázek 2: Výsledný tvar vady (rozměry v mm)

4 ZÁVĚR

Bakalářská práce spočívala v prostudování fyzikálních základů piezoelektrického jevu a možnosti jeho uplatnění v technické praxi.

V rámci praktické části byl proveden experiment s ultrazvukovým zařízením od firmy Olympus EPOCH LT. Jedna z praktických částí se sestávala z návrhu laboratorní úlohy pro studenty. Tento návrh se zabýval ultrazvukovou defektoskopií, kde cílem této úlohy je najít a vyhodnotit podpovrchovou vadu materiálu. Předloženým vzorkem je kovová destička, složená ze dvou stejných dílů, z nichž v jednom z nich se nachází vada určená k vyhodnocení. Úkolem studentů bude nejprve změřit tloušťku materiálu, určit jakého materiálu je vzorek vyroben, vybrat vhodnou sondu pro následující měření při identifikaci vady a její hloubky v předloženém vzorku. Všechny tyto parametry by následně měly být zakresleny. Jako kontaktní prostředí by měla být použita destilovaná voda. K tomuto měření je v bakalářské práci přiložen návrh postupu měření.

Tento návrh byl následně prakticky ověřen, dle navrženého pracovního postupu. Mikrometrem změřená průměrná tloušťka vzorku byla 19,3 mm. Rychlost ultrazvuku šířící se materiálem byla rovna $6\,267\text{ m}\cdot\text{s}^{-1}$, podle které byl určen materiál zkoušeného vzorku, což byl hliník. Pro defektoskopické měření z důvodu rozlišovací schopnosti byla zvolena sonda s frekvencí 20 MHz. Po prozkoušení celé destičky pak byl zakreslen výsledný tvar vady, která měla tvar písmene H o šířce čáry 5 mm a hloubce 2 mm (viz Obrázek 2).

PODĚKOVÁNÍ

Publikace vznikla za finanční podpory projektu specifického výzkumu na VUT (projekt č.FEKT-S-17-4595, Materiály a technologie pro elektrotechniku III.).

REFERENCE

- [1] ČVUT PRAHA, Ústav Fyziky. *Piezoelektrické jevy: Základy piezoelektrických jevů a jejich aplikace v moderních technologiích* [online]. Praha, 2013. Dostupné z: http://fyzika.fs.cvut.cz/subjects/fzmt/lectures/FZMT_11.pdf. Přednáška. ČVUT Praha.
- [2] KOUKOLÍK, V. *Využití piezoelektrického jevu v praxi* [online]. Plzeň, 2013. Dostupné z: <tps://otik.uk.zcu.cz/bitstream/handle/11025/10094/DIPLOMKA.pdf?sequence=1>. Diplomová práce. Západočeská univerzita v Plzni. Vedoucí práce Doc. Ing. Eva Kučerová, CSc.

THE AUTOMATIC SELF TUNING SYSTEM FOR SEVEN-STRING GUITARS

Vojtěch Jeřábek

Master Degree Programme (2), FEEC BUT

E-mail: xjerab17@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Vladimír Levek

E-mail: levek@feec.vutbr.cz

Abstract: The project deals with a design and a realization of the automatic self-tuning system for the seven-string guitars. There is a description of some solutions for the six-string guitars. There is also an evaluation of the reusable parts for the seven-string guitars. The project contains a description of those parts including a measurement and evaluation. The project also contains a basic block schematic of a design and the definition of a requirements for a control program with respect on a real guitar properties and used computing algorithm.

Keywords: Seven-string guitar, tuning mechanics, vibration, sensor

1 ÚVOD

V současnosti existuje několik systémů pro automatické ladění elektrických kytar. Jedná se jak o kompletní profesionální návrhy, tak o akademické projekty realizované do fáze funkčního prototypu. Žádný z těchto systémů však nebyl navržen pro sedmistrunné kytary.

Projekt se zabývá možnostmi realizace systému automatického ladění pro sedmistrunné elektrické kytary. Popisuje možnosti opětovného použití prvků ze systému pro šestistrunné kytary na systémech pro sedmistrunné kytary.

Cílem je navrhnout systém, který minimálně naruší akustické a ergonomické vlastnosti nástroje. Dalším cílem je, aby bylo zařízení co možná nejjednodušeji přenositelné na jiné kytary. Návrh systému musí počítat s napájením z akumulátoru, a tedy i s co možná nejnižší spotřebou. S tím souvisí také požadavek na možnost ručního ladění kytary v případě vybitého akumulátoru nebo při poruše zařízení.

2 DOSTUPNÁ ŘEŠENÍ SYSTÉMŮ AUTOMATICKÉHO LADĚNÍ

Na trhu s technikou pro ladění hudebních nástrojů existuje několik projektů, které se zabývaly systémy automatického ladění pro tradiční šestistrunné kytary či strunné nástroje s méně než šesti strunami, jakými jsou například basové kytary. Zadané požadavky nejlépe splňuje Tronical Tune.

2.1 TRONICAL TUNE

Systém se vyrábí v různých tvarech, aby byla zajištěna použitelnost na co možná nejvíce tvarů hlav kytar. Řídicí jednotka zůstává beze změny, mění se pouze tvar desky plošných spojů. Viz obrázek 1.



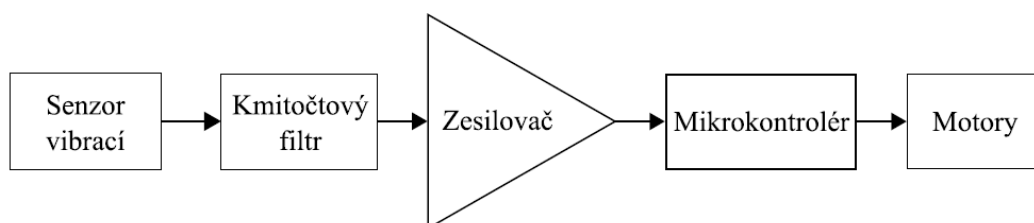
Obrázek 1: Systém Tronical Tune a ladící mechanika RoboHead [1]

2.2 ROBOHEAD

Ladící mechaniku RoboHead lze od firmy Tronical koupit jako náhradní díl. Výrobce však nedodává žádnou technickou dokumentaci či specifikaci. K použití bylo tedy nutné ladící mechaniku zakoupit a provést zpětnou analýzu včetně rozebrání, měření a otestování. Po demontáži krytu ladící mechaniky lze vidět motor s převodovkou. Kontakty vyvedené na konstrukci jsou připojené k motoru s ozubeným kolečkem. Měřením bylo zjištěno, že se jedná o bipolární krokový motor. [2]

3 NÁVRH SYSTÉMU

Zjednodušené blokové schéma systému je zobrazeno na obrázku 2. Dále jsou stručně popsány pouze nejdůležitější bloky: senzor vibrací a mikrokontrolér.



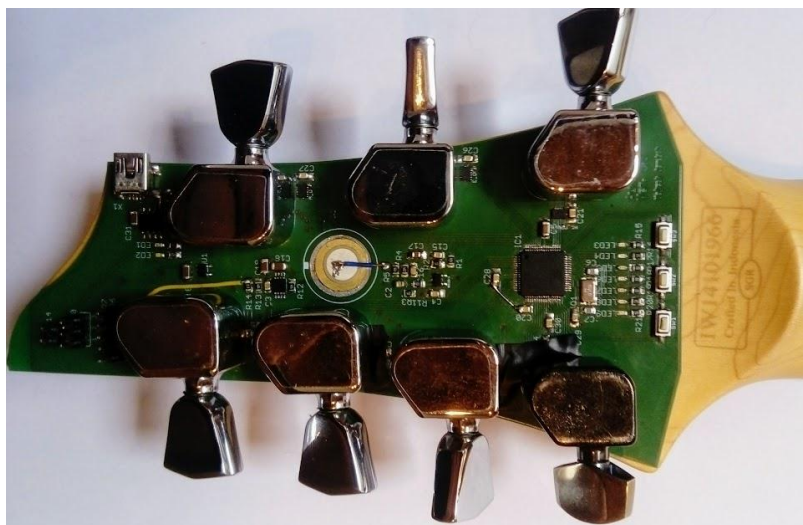
Obrázek 2: Zjednodušené blokové schéma systému

Metoda snímání zvuku prostřednictvím vibrací šířících se materiálem kytary byla převzata ze systému Tronical Tune. Pro tento systém byl použit piezoelektrický senzor. Vzhledem k vysokému výstupnímu napětíovému rozsahu lze předpokládat, že nedojde ke ztrátě informací obsažených ve vyšších harmonických signálech při manipulaci s nástrojem či jinými nežádoucími vnějšími vlivy. [3]

Mikrokontrolér (z anglického Microcontroller, zkráceně MCU) bude v systému vykonávat několik funkcí. Hlavní a výpočetně nejnáročnější funkcí MCU je zpracovávání a vyhodnocování signálů ze senzoru vibrací. Vzhledem k povaze této výpočetní operace je vhodné použít MCU, jehož výpočetní jádro je doplněno o jednotku pro zpracování digitálně reprezentovaných signálů. V praxi se takový druh mikrokontroléru označuje jako digitální signálový procesor nebo také digitální signálový kontrolér. Zkráceně DSP, popřípadě DSC.

4 REALIZACE

Projekt je realizován do fáze funkčního prototypu viz. obrázek 3, včetně programu umožňujícího ladit jednotlivé struny na základě signálu ze senzoru vibrací. Hardwarové řešení práce je navrženo tak, aby umožňovalo analýzu i ladění více strun zároveň.



Obrázek 3: Funkční prototyp

5 ZÁVĚR

Úkolem práce bylo navrhnout elektronický systém automatického ladění pro sedmistrunné kytary. Mělo být navrženo vhodné mechanické i elektrické řešení. Podmínkou byla možnost aplikace na sedmistrunné kytary při požadavku na možnost systému ladění všech sedmi strun zároveň.

Po analýze projektů, které se zabývaly systémy automatického ladění pro tradiční šestistrunné kytary bylo zjištěno, že nejvhodnější systém navrhla firma Tronical a pro systém automatického ladění pro sedmistrunné kytary lze využít jejich ladící mechaniky. Celý systém byl navržen, vyroben a oživen jako funkční prototyp. V projektu lze dále pokračovat vývojem programu pro ladění více strun zároveň.

REFERENCE

- [1] TronicalTune revolutionary guitar auto-tuning system unique the world. TronicalTune – selftuning Guitar in seconds! [online]. Hamburg, Germany: Tronical GmbH, 2014 [cit. 2016-11-13]. Dostupné z: <http://www.tronical.com/Orság>, F.: Vision für die Zukunft. Biometrie, Kreutztal, DE, b-Quadrat, 2004, s. 131-145, ISBN 3-933609-02-X
- [2] AN2974, Quick Start for Beginners to Drive a Stepper Motor - Application Notes. Freescale Semiconductor, Inc. Chandler, Arizona, 2005. Dostupné také z: <http://www.nxp.com/assets/documents/data/en/application-notes/AN2974.pdf>
- [3] VACEK, Vladimír. Přehled senzorů pro měření vibrací. Plzeň, 2012. Západočeská univerzita v Plzni, Fakulta elektrotechnická, Katedra technologií a měření. Vedoucí práce Ing. Zuzana Kabešová.

CNC ROUTER FOR PCB

Rastislav Gerják

Master Degree Programme (2), FEEC BUT

E-mail: xgerja00@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Petr Vyroubal

E-mail: vyroubal@feec.vutbr.cz

Abstract: Both additive and subtractive manufacturing methods are controlled by instructions in G-code, making it possible to utilize both technologies in one modular device. Main objective is to design, construct, and calibrate multipurpose machine based on RepRap 3D printer, which will be able to use attached spindle to precisely mill light materials. Particular emphasis is given to ability to carve a pattern and drill holes in plated substrate in order to create functional PCB by incision.

Keywords: 3D printer, RepRap, CNC, drill, mill, PCB

1. ÚVOD

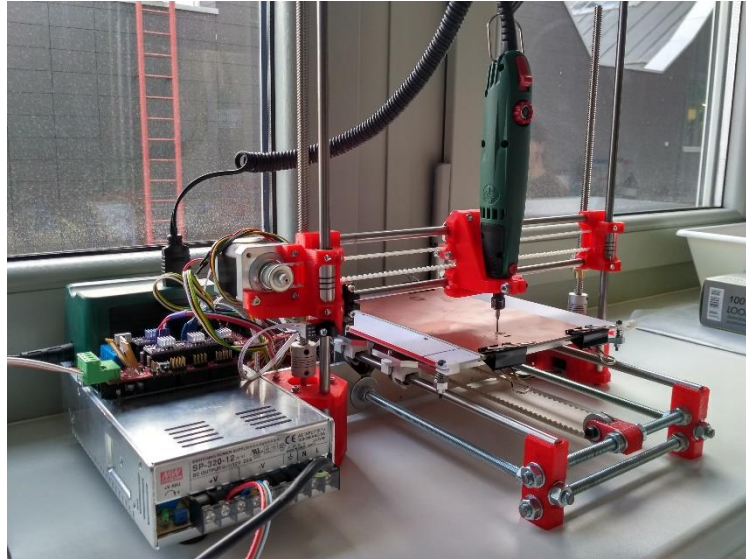
3D tlačiarne sú zariadenia, ktoré využívajú FDM technológiu na tvorbu aditívnych vrstiev. Donedávna boli 3D tlačiarne mohutné a drahé stroje, známe len pre malé okruhy profesionálov. Avšak v roku 2005 bol založený projekt RepRap. Hlavnou myšlienkou bolo navrhnuť 3D tlačiareň, ktorá bude schopná vytlačiť čo najviac vlastných súčiastok, čo spôsobilo, že sa tieto zariadenia stali cenovo dostupné pre využitie dizajnérmi, inžiniermi, amatérskymi nadšencami, školami a dokonca aj bežnými spotrebiteľmi. V dnešnej dobe sú RepRap tlačiarne najrozšírenejším druhom tlačiarňami na celom svete. Licencia open-source navyše zabezpečuje prístup k rôznym typom konštrukcií, návodom, vylepšeniam a rozšíreniam. [1]

Jedným z takýchto rozšírení je doplnenie 3D tlačiarne o funkcie subtraktívnej technológie pomocou vretena, schopného vŕtania a obrábania ľahších materiálov. Disponovanie takouto CNC technológiou poskytuje užívateľovi mnohé vymoženosti, z ktorých perspektívnou sa javí predovšetkým schopnosť jednoduchšej tvorby vlastných dosiek plošných spojov, čo eliminuje prítomnosť chemikálií a mnohých procesných krokov klasickej leptacej metódy.

2. KONŠTRUKCIA ZARIADENIA

Výber samotnej konštrukcie podliehal niekoľkým kritériám. Dizajn sa musel javiť ako stabilný a vhodný pre požadované aplikácie, pričom dôležitosť bola kladená predovšetkým na nízku cenu a dostupnosť zdrojov. Nakoniec bol na základe disponibilných súčiastok východiskom vlastný návrh CNC routeru v CAD systéme SolidWorks, inšpirovaný karteziánskymi RepRap 3D tlačiarňami Prusa i3 a K86.

Korešpondujúc s politikou hnutia RepRap, kostra routeru pozostáva z unikátne navrhnutých dielov materiálu PLA vytlačených na komerčnej 3D tlačiarňi, vzájomne pospájanými pomocou závitových a hladkých oceľových tyčí. Nevyhnutné sú dva diely frézovaného duralu ktoré stabilne držia jednotlivé osi a podložku pokope. Router je založený na XZ-Y kinematike. Vŕtacia hlava sa pomocou krokových motorov Nema17 pohybuje po X a Z osi, pričom pohyb po Y osi je zabezpečený pohybom podložky, taktiež iniciovaný krokovým motorom. Točivý moment motora je do samotného posuvu mechanických častí X a Y osi prevedený synchronnými remeňmi, zatiaľ čo precízny vertikálny posuv je získaný pomocou trapézových vodiacich tyčí. Kompletne zostrojený funkčný DPS router je zobrazený na obrázku 1.



Obrázok 1: Zostrojený DPS router

3. ELEKTRONIKA A SOFTVÉR

Riadiacou jednotkou routeru je vývojová platforma Arduino Mega Rev3 2560, doplnená o RepRap Arduino Mega Pololu Shield, skrátene RAMPS 1.4, ktorý je navrhnutý tak, aby bol schopný prepojiť všetku potrebnú elektroniku pri zachovaní malých rozmerov a nízkej ceny. Dôležité sú taktiež ovládače mikro-krokovania motorov s prúdovou reguláciou a tzv. endstopy, ktorých poloha určuje východiskový bod pracovnej zóny pre všetky osi. V tomto prípade ide o optické závory, kde spínanie je zabezpečené prerušením lúča pomocou dedikovaných protikusov. Celá elektronika je napájaná z 12V priemyselného zdroja.

Prevádzka routeru je riadená rovnakým princípom ako RepRap 3D tlačiareň, ako operačná logika je preto použitý mierne upravený RepRap firmvér Repetier. Na rozdiel od iných firmvérov, Repetier poskytuje možnosť vygenerovať konfiguračný súbor pre Arduino pomocou interaktívneho formulára na internetovom portáli výrobcu.

3.1. NÁVRH DPS

Na tvorbu návrhov DPS je využívaný program CadSoft Eagle. Tento softvér disponuje editorom schém, editorom spojov, autorouterom a rozsiahlou knižnicou súčiastok. Samotný design motívu je pri voľne šíriteľnej verzii rozmerovo obmedzený a zároveň podporuje iba 2 signálové vrstvy spojov, čo je však postačujúce, nakoľko táto technológia nepočíta s pokovením otvorov. [2]

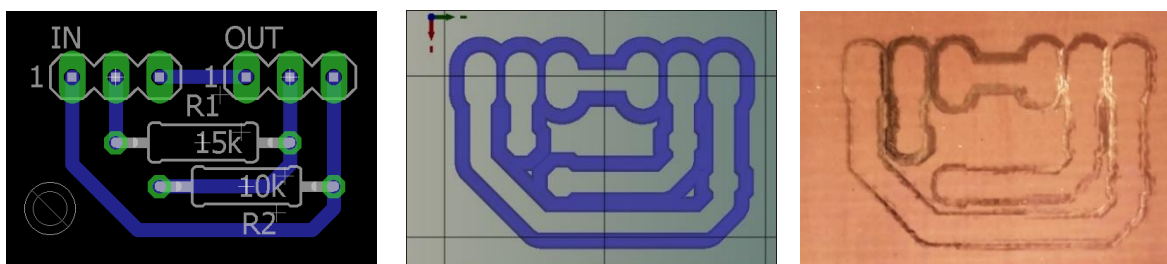
Okrem spomínaných vlastností bola voľba programu založená aj na kompatibilitate s pluginom PCB-GCODE od John Johnson Software, LLC. Tento plugin poskytuje intuitívne užívateľské rozhranie pre kalibráciu a vygenerovanie predlôh na frézovanie okrajov vodivých ciest a vrtanie otvorov. [3]

3.2. IMPORT G-KÓDU

Na riadenie nástroja je používaný program Repetier Host. Tento softvér bol vyvinutý špeciálne pre ovládanie RepRap 3D tlačiarň pracujúcimi na Repetier firmvére. Integrovaný slicer slúži na rozdelenie virtuálnych modelov na jednotlivé vrstvy vo forme G-kódu, na základe ktorého tlačiareň nanáša polymér, dokým nevyprodukuje hotový diel. Po prednastavení operácie zariadenia na predvoľbu „CNC router“ je možné importovať predlohy motívu DPS a diel už priamo vo forme G-kódu. Motív sa v programe tvári ako depozičná vrstva pre 3D tlačiareň, ale prítomnosť obrábacieho nástroja spôsobí, že hotová DPS bude na základe inštrukcií G-kódu výsledkom postupného odstraňovania materiálu substrátu. [3][4]

4. VRTANIE MOTÍVU A DIER

Ako vrtací nástroj je použitá brúska od firmy Parkside s kónickým vrtákom. Brúska je napájaná nezávisle na ostatnej elektronike, s otáčkami motora v rozmedzí 5-20 tisíc otáčok za minútu. Plátovaný základný materiál FR-4 je pomocou obojstrannej lepiacej pásky alebo listových spôn v čo najvodorovnejšej polohe uchytený k platforme a vrták frézuje povrch niekoľkonásobnými prechodmi po okrajoch motívu v hĺbke približne 50 mikrometrov pod rovinou pokovenia. Následne sa po výmene frézovacieho vrtáka za klasický špirálový vrták vyvrtávajú montážne diery. Na záver sa pomocou brúsneho papiera alebo drôtenky z DPS odstráni nedokonalosti a hotová doska je pripravená na osadenie jak vývodových, tak aj povrchových súčiastok. Rozlíšenie tejto metódy bolo na základe použitého firmvéru stanovené na teoretickú hodnotu desiatok mikrometrov v Z osi a stoviek mikrometrov v X a Y osiach. Najväčším limitujúcim faktorom však ostávajú nedokonalosti konštrukčných prvkov a profil vrtáku. Jednotlivé procesné kroky je možné vidieť na obrázku 2.



Obrázok 2: DPS návrh v programe CadSoft Eagle (vľavo); DPS motív pre vrtanie importovaný do programu Repetier-Host (v strede); prvý pokus fabrikácie DPS pomocou routera (vpravo)

5. ZÁVER

Stavba podobného nekomerčného modulárneho zariadenia poskytuje užívateľom schopnosť využitia mnohých aditívnych aj subtraktívnych metód výroby. Pomocou malých úprav konštrukcie a softvéru môže byť pôvodná 3D tlačiarň doplnená o prakticky akúkoľvek počítačom riadenú technológiu.

Cieľom tejto práce bol návrh a následná modifikácia RepRap 3D tlačiarne na DPS router. Po zostrojení prešiel router úspešným testom prevádzky. Pre tvorbu vyhovujúcich DPS je však nutné ďalšie doladovanie a úpravy, napríklad použitie presnejšieho nástroja, stabilnejšej podložky, doplnenie zariadenia o automatickú kalibráciu vertikálnej polohy, či zakomponovanie systému odsávania odpadového materiálu. Napriek mnohým obmedzeniam, táto metóda tvorby DPS predstavuje rýchlu a jednoduchú alternatívu klasického leptania vodivého motívu na substrátoch. Navyše eliminácia chemikálií používaných pri leptaní a samotná konštrukcia z ekologicky odbúrateľného polyméru svedčí o environmentálne prijateľnom charaktere zariadenia.

REFERENCIE

- [1] PRŮŠA, Jozef a Michal PRŮŠA. Základy 3D tisku [online]. 2014 [cit. 2016-12-14]. Dostupné z: <http://www.prusa3d.cz/wp-content/uploads/zaklady-3d-tisku.pdf>
- [2] PCB layout software for every engineer: Features. AUTODESK [online]. [cit. 2017-03-06]. Dostupné z: <http://www.autodesk.com/products/eagle/features/all>
- [3] How to Transform your 3D Printer in a CNC milling machine [online]. , 25 [cit. 2017-03-06]. Dostupné z: http://www.vellemanprojects.eu/downloads/0/user/usermanual_k8200_cnc_milling.pdf
- [4] JOHNSON, John T. The PCB-GCODE User's Manual: Version 3.6.0.4. 2013, , 43.

MICROCODE-CONTROLLED RAM BIST

Vykydal Lukáš

Master Degree Programme (2), FEEC BUT

E-mail: xvykyd04@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Kubíček Michal

E-mail: kubicek@feec.vutbr.cz

Abstract: This paper deals with memory testing principles, focusing mainly on March algorithms. It describes their usage on word based memories. In second part it proposes small programmable BIST controller that can be used in digital circuits.

Keywords: memory testing, March algorithms, memory BIST, counters

1 ÚVOD

Polovodičové paměti zabírají stále větší část plochy integrovaných obvodů. S rostoucí velikostí roste i čas nutný k otestování pamětí, který je již při testu z externího ATE (Automatic Test Equipment) neúnosný. Požadavek na zkrácení doby testu vedl k návrhu vestavných testovacích bloků (BIST - Built In Self Test). Jejich využitím došlo ke zrychlení testů.

S dalším vývojem jsou ovšem odhalovány a modelovány další možné defekty na paměťových buňkách. Cílem je proto mít k dispozici programovatelný BIST blok, který umožní testovat paměť na provozní rychlosti.

2 TESTY PAMĚTÍ

Plný test paměti, při kterém je každá paměťová buňka přečtena ve všech možných kombinacích ostatních paměťových buňek, je jistě přespříliš časově náročný. Vyloučením nepravděpodobných chyb a optimalizací vznikly testovací algoritmy různých časových složitostí. Krátký seznam testovacích algoritmů je v tabulce 1. SaF (Stuck at Fault) je defekt, kdy je paměťová buňka trvale v 0 nebo 1. TF (Transition Fault) nazýváme chybu, kdy jedna z logických hodnot nelze do paměti zapsat. CF (Coupling Fault) jsou vázané chyby mezi buňkami.

Algoritmus	Složitost	Defekty	Zápis	Význam
Walking 0-1	$O(n)$	SaF	$w0/w1$	Zápis na aktuální paměťovou pozici
GALPAT	$O(n^2)$	SaF, TF, CF	$r0/r1$	Porovnání aktuální paměťové pozice
Sliding diagonal	$O(n^{3/2})$	SaF, TF, CF	$\updownarrow (\dots)$	Skupina prováděných operací
March algoritmy	$O(n)$	Dle algoritmu	$\uparrow (\dots)$ $\downarrow (\dots)$... ve vzestupném pořadí ... ve sestupném pořadí

Tabulka 1: Složitosti algoritmů

Tabulka 2: Gramatika March testů

March algoritmy jsou skupinou algoritmů pro testování paměti s lineární časovou složitostí. Příkladem budiž algoritmus MATS+ (Modified Algorithmic Test Sequence) formálně zapsaný ve výrazu (1) pomocí gramatiky definované v tabulce 2. Jde o nejjednodušší March test. Do paměti je nejdříve na všechny pozice zapsána log. 0. Následně jsou data zkontrolována a nahrazena log. 1. Ve třetím kroce je opět obsah paměti porovnán s log. 1.

$$\updownarrow (w0) \uparrow (r0, w1) \downarrow (r1, w0) \quad (1)$$

S pomocí vhodné kombinace základních operací se dá dosáhnout velmi dobrého pokrytí jednobitových chyb a omezené skupiny vícebitových. Příkladem buď algoritmus March SS zapsaný ve výrazu (2). Tento March test pokryje navíc chyby DRF (Destructive Read) a dDRF (Deceptive Destructive Read - přečtená data jsou správná, ale dojde k poškození dat v paměti) pomocí zdvojeného čtení a WDF (Write Disturb Fault - zápisem stejné hodnoty jako je uložena v paměti dojde k poškození uložené hodnoty) pomocí opakovaného zápisu stejné hodnoty.

$$\updownarrow (w0) \uparrow (r0, r0, w0, r0, w1) \uparrow (r1, r1, w1, r1, w0) \downarrow (r0, r0, w0, r0, w1) \downarrow (r1, r1, w1, r1, w0) \updownarrow (r0) \quad (2)$$

K pokrytí defektů mezi sousedními buňkami se využije šachovnicový vzor zapsaný do paměti. Pro jeho generování je nutné znát fyzické rozložení paměti.

2.1 MARCH ALGORITMY A PAMĚŤ S PŘÍSTUPEM PO SLOVECH

Standardní March testy jsou definované nad pamětí adresovanou po bitech. V reálném použití se vyskytují paměti adresované po slovech různých délek. March algoritmy můžeme tedy aplikovat dvěma způsoby:

- Pro test vybrat skupinu slov a jejich inverzí, které budeme využívat místo hodnoty 0,1. Tato slova můžeme ve vhodných místech během testu střídát nebo nechat celý test proběhnout několikrát.
- Využít SMARCH (Serial March) testu. Jde o úpravu March algoritmů, kdy se k paměťovému slovu přistoupí jako k posuvnému registru, kdy na vstupu je hodnota zapisovaná do paměti a provádí se kontrola výstupní hodnoty. Každá operace SMARCH algoritmu tady trvá n cyklů, kde n je délkou slova testované paměti.

3 BIST KONTROLÉR

Struktura navrhovaného kontroléru je na obrázku 1. BIST kontrolér je rozdělen do dvou částí. V první je obsažená LUT (Lookup Table) s mikrokódem a implementace mikrosequenceru. Druhá část slouží k přístupu k paměti a generování testovacích datových slov. Cílem tohoto rozdělení je možnost přepoužít mikrosequencer pro více pamětí na čipu.

Pro implementaci šachovnicového vzoru jsou adresní čítače BIST kontroléru rozděleny na řádkový a sloupcový. Složením jejich výstupů dohromady vznikne celá adresa pro paměť. To také umožní přistupovat k paměti po sloupcích nebo po řádcích a zvýšit pokrytí vázaných chyb.

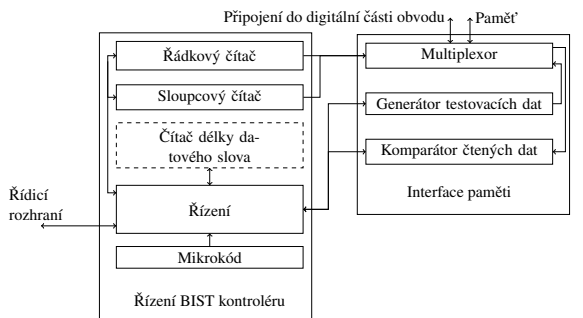
Navrhovaný BIST kontrolér také bude obsahovat sériové rozhraní pro přístup k paměti za účelem diagnózy.

3.1 OPTIMALIZACE VELIKOSTI

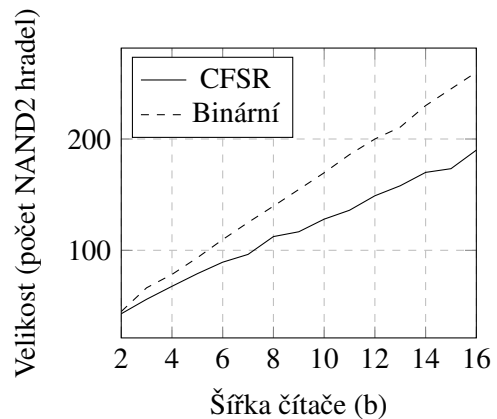
Pro adresaci přístupu k paměťovým buňkám je potřeba využít čítač, který pokryje všech 2^n možných kombinací adresního slova. Typicky se pro toto adresování využívá binární čítač, který přistupuje k adresním pozicím v „přirozeném“ pořadí.

Dle článku [2] lze pozorovat určité „stupně volnosti“ v definici March algoritmů při zachování jejich pokrytí chyb. Pro nás je zajímavý stupeň volnosti 1, který umožňuje využít libovolné reverzibilní posloupnosti pro adresaci paměti March algoritmem.

Pro porovnání byly zvoleny čítače binární a CFSR (Complete Feedback Shift Register - jde o čítač LFSR (Linear Feedback Shift Register) s vnuceným stavem (others => '0'); jeho reverzibilita vychází z reverzibility LFSR čítačů [3]). Jako kritérium pro velikost výsledné realizace čítače na čipu bylo zvoleno množství NAND2 hradel, které by pokrylo plochu zabranou tímto čítačem. Výsledky porovnání jsou vidět v grafu 2. Z tohoto porovnání je zřejmé, že čítače CFSR zaberou v tomto MBIST kontroléru značně menší plochu oproti běžným binárním čítačům při šířce čítače větší než 2 bity.



Obrázek 1: Bloková struktura MBIST kontroléru



Obrázek 2: Závislost velikosti čítače jeho šířce

4 ZÁVĚR

Porovnání klasických metod testování polovodičových pamětí ukázalo, proč jsou March algoritmy pro test pamětí velmi populární. Po jejich rozšíření směrem k SMARCH nebo k většímu množství testovacích slov je možné je použít na pamětech s přístupem po slovech a využít šachovnicový vzor dat. Pro úsporu místa na čipu navrhuji použít čítače typu CFSR pro generování adresních posloupností.

PODĚKOVÁNÍ

Děkuji společnosti ON Design Czech s.r.o. a jejím zaměstnancům, zejména Ing. Miroslavu Kaššovi za pomoc, rady a možnost zpracovávat práci v prostorách firmy.

REFERENCE

- [1] S. Hamdioui, A. J. van de Goor and M. Rodgers, *March SS: A Test for All Static Simple RAM Faults*, Proceedings of the 2002 IEEE International Workshop on Memory Technology, Design and Testing (MTDT2002), 2002, pp. 95-100. Dostupné z URL: <<http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?arnumber=1029769>>
- [2] D. Niggemeyer, M. Redeker and J. Otterstedt, *Integration of non-classical faults in standard March tests*, Proceedings. International Workshop on Memory Technology, Design and Testing (Cat. No.98TB100236), San Jose, CA, 1998, pp. 91-96. Dostupné z URL: <<http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=705953&isnumber=15293>>
- [3] Dhingra Sachin. *Comparison of LFSR and CA for BIST*. Auburn University, USA Dostupné z URL: <http://www.eng.auburn.edu/~agrawvd/COURSE/E7250_05/REPORTS_TERM/Dhingra_LFSR.pdf>

APPLICATION OF FPGA IN MULTILEVEL INVERTERS

Juraj Repčík

Master Degree Programme (2), FEEC BUT

E-mail: xrepci00@vutbr.cz

Supervised by: Lukáš Fucík, Tomáš Křeček

E-mail: fucik@feec.vutbr.cz, Tomas.Kreck@onsemi.com

Abstract: In this paper, a single-phase five-level Active Neutral-Point Clamped inverter design is presented. The paper is focusing chiefly on control hardware and control strategy for 5-level PWM with active balancing of the charge on the capacitors under varying load conditions. A system-on-chip module is used to control the inverter, consisting of FPGA and microprocessor. The inverter offers precise waveform generation and a stable output.

Keywords: Multilevel Inverter, ANPC inverter, FPGA, IGBT, PWM, SoC

1 INTRODUCTION

Multilevel inverters offer superior performance of generating waveforms in oppose to simple two-level PWM inverters. Main advantages are a lower Total Harmonic Distortion(THD) and small dv/dt . However, the control of the multilevel inverter is more complex, because of choosing the correct switching states of the transistor topology and because of the need for balancing capacitors within the topology. These problems are addressed in this paper with practical implementation of single-phase five-level Active Neutral-Point Clamped (ANPC) inverter.

2 TOPOLOGY

The system consists of power switching topology (Figure 1), measurement and protection circuits, and control hardware. The control of the inverter is distributed between processor and field programmable gate array (FPGA).

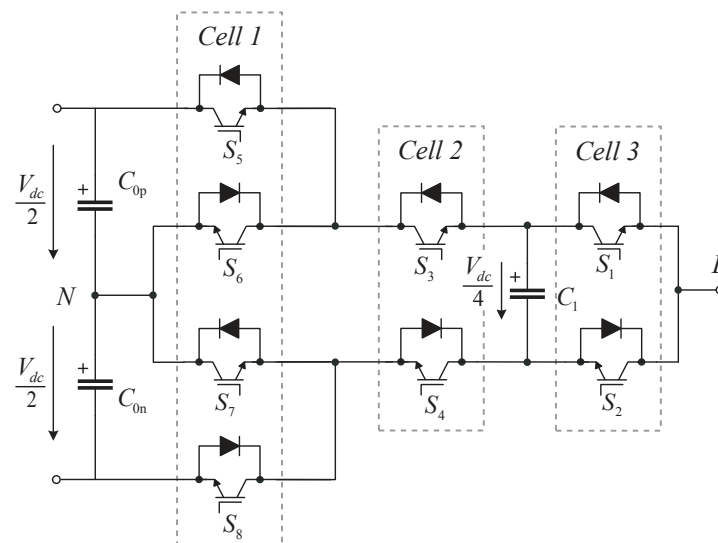


Figure 1: Five-level ANPC inverter topology [1]

The core of the project is a topology of interconnected IGBT transistors. The topology in the figure 1 can create five voltage levels. The capacitor divider (C_{0p}, C_{0n}) splits the DC link voltage in half. The flying capacitor C_1 is charged to a quarter of the DC link voltage, what is essential for creating two more intermediate voltage steps for the output waveform. The output is taken from terminals L and N. The voltages on the capacitors can change under various load conditions. The balancing strategy compensates for this unbalance by actively controlling the neutral point and choosing appropriate states to keep C_1 at required charge.

Table 1 summarizes all switching states, where 1 and 0 represent whether the IGBT is turned on or off. The redundant switching states occur at the output voltage of 0, $V_{dc}/4$ and $-V_{dc}/4$. The states U_{0A} and U_{0B} produce the same voltage output with different combination of the transistors in conductive state. These states don't affect the charge of any of the capacitors, so they are not interesting for charge balancing. The states U_{1D} and U_{-1D} connect the flying capacitor directly to load, thus C_1 is discharging. In the states U_{1C} and U_{-1C} a series combination of one of the clamped capacitors (charged at $V_{dc}/2$) and flying capacitor C_1 (charged at $V_{dc}/4$) is created. These two voltages subtract, thus the output voltage of the inverter is $V_{dc}/4$ or $-V_{dc}/4$ and the C_1 is being charged.

3 CONTROL

The 5-level inverter uses PWM to modulate the amplitude between each of the discrete voltage levels. Generating of PWM pulses from modulation wave can be done in multiple ways. For the sake of this project the level-shifted PWM is used [2]. In this technique, one modulation wave and multiple carrier waves are needed. The modulation wave corresponds to the output waveform that will be modulated using PWM. The carriers are triangular waves that are equally vertically disposed so they fully occupy four contiguous bands in entire range of DC-link. The PWM signal is generated by comparing the modulation wave with individual carriers. This digital signal is then decoded so it meets criteria for given topology and its switching table. In each switching state, corresponding transistors are turned on to generate correct voltage on the inverter output.

Table 1: Switching states of 5-level ANPC

Cell 1				Cell 2		Cell 3		Phase	Switching	C_1
S_8	S_7	S_6	S_5	S_4	S_3	S_2	S_1	Voltage	State	charge
1	0	1	0	1	0	1	0	$-V_{dc}/2$	U_{-2}	-
1	0	1	0	1	0	0	1	$-V_{dc}/4$	U_{-1C}	charging
1	0	1	0	0	1	1	0	$-V_{dc}/4$	U_{-1D}	discharging
1	0	1	0	0	1	0	1	0	U_{0A}	-
0	1	0	1	1	0	1	0	0	U_{0B}	-
0	1	0	1	1	0	0	1	$V_{dc}/4$	U_{1D}	discharging
0	1	0	1	0	1	1	0	$V_{dc}/4$	U_{1C}	charging
0	1	0	1	0	1	0	1	$V_{dc}/2$	U_2	-

During the inverter operation, the voltages on the flying capacitor and clamped capacitors are measured and used for charge balancing. The balancing of the flying capacitor C_1 uses redundant states in the switching table. When the capacitor has a smaller charge, the states U_{-1C} and U_{1C} are prioritized in opposed to the states U_{-1D} and U_{1D} . When the C_1 is overcharged, the priorities are switched so the capacitor is discharged to the correct level. A hysteresis is introduced into this control loop.

The second feedback loop balances the neutral-point voltage, so the capacitors C_{0n} and C_{0p} are charged equally. The balancing is accomplished by adding an offset to the modulation wave so the side with more charge will be loaded more in order to eliminate the unbalance. The neutral point unbalance is sampled using analog to digital converter connected to a processing system.

As mentioned earlier, the FPGA and the processor is used for the inverter control. These components are integrated on one chip, together with ADC and other peripherals. The system-on-chip Zynq-7000 on development board Digilent Zybo was used to implement control for the inverter [3]. The FPGA design generates the carriers, compares it to the modulation wave, creates PWM and decodes it for driving the gates of the transistors. The design also has inputs for detecting faults in switching of every transistor and it takes care of triggering the ADC with appropriate averaging settings. The logic communicates with the processor using four 32-bit AXI bus registers. All these functions are encapsulated into the created IP core that can be used as processor peripheral. The figure 2 shows the IP block that contains whole FPGA design.

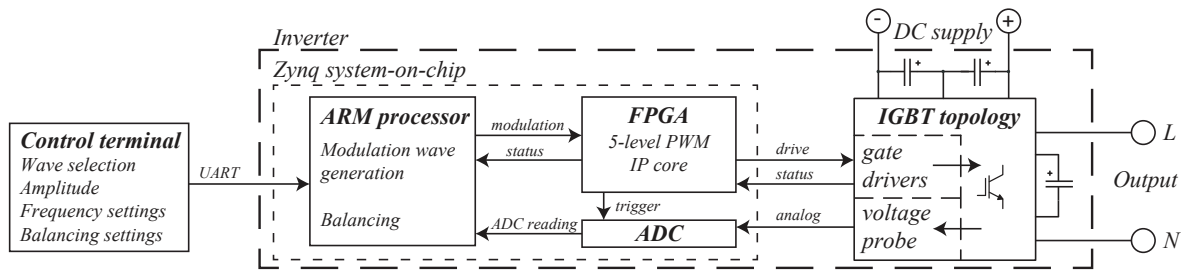


Figure 2: Inverter block diagram

The second part of the control is the 32-bit ARM processor. It sets the registers of the five-level PWM IP core and provide values of the modulation wave using its timers. The processor also hands on the values of flying capacitor charge to the IP core from ADC and manages balancing of the capacitor clamp. All user inputs and indicators are processed by this part of the system.

4 CONCLUSION

The experimental sample of the inverter is designed for voltages of DC-link up to 60 V to demonstrate proper function. The inverter showed good results in terms in generating multiple wave shapes with various frequencies. With small adjustment of the hardware components the presented inverter could generate a waveform with amplitude in order of hundreds of volts. Generating a line voltage is a typical application of this inverter. Figure 3 shows the experimental result from the inverter. The blue

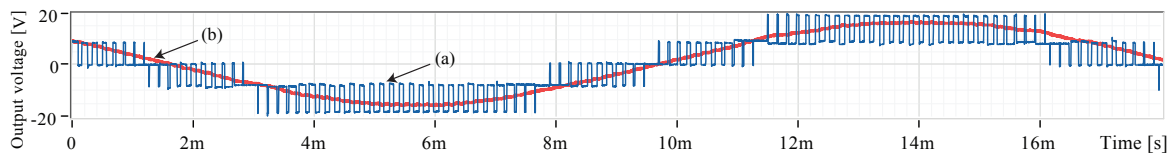


Figure 3: The inverter output voltage (sine wave), a) five-level PWM, b) low pass-filtered PWM

waveform (a) represents a five-level PWM generated by the inverter. The modulation is set to a sine wave with frequency 60 Hz and peak-to-peak voltage 32 V. The PWM frequency is 6.1 kHz. A red curve (b) represents low-pass filtered output with the second-order filter with cutoff frequency 1 kHz.

REFERENCES

- [1] L. Serpa, P. Barbosa, P. Steimer and J. Kolar, "Five-level virtual-flux direct power control for the active neutral-point clamped multilevel inverter", *2008 IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 2008.
- [2] B. Wu, *High-power converters and AC drives*. Hoboken, N.J.: Wiley, 2006.
- [3] *Zynq-7000 All Programmable SoC*, 1st ed. Xilinx, 2016.

DESIGN OF A SIGMA DELTA AD CONVERTER FOR SENSOR APPLICATIONS

Lukáš Pěček

Master Degree Programme (2), FEEC BUT

E-mail: xpecek03@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Vilém Kledrowetz

E-mail: kledrowetz@feec.vutbr.cz

Abstract: This paper presents the design of an AD converter for a sensor application of junction temperature measurement in the demanding automotive environment. A modified continuous time current mode first order single bit $\Sigma\Delta$ modulator structure was designed in ONC18/I4T technology. Its advantage lies in shifting and extending an input voltage range to work with signals from 0 V to 1.2 V with a high impedance input, low hardware complexity and low power consumption.

Keywords: sigma delta, modulator, AD converter, continuous time

1 ÚVOD

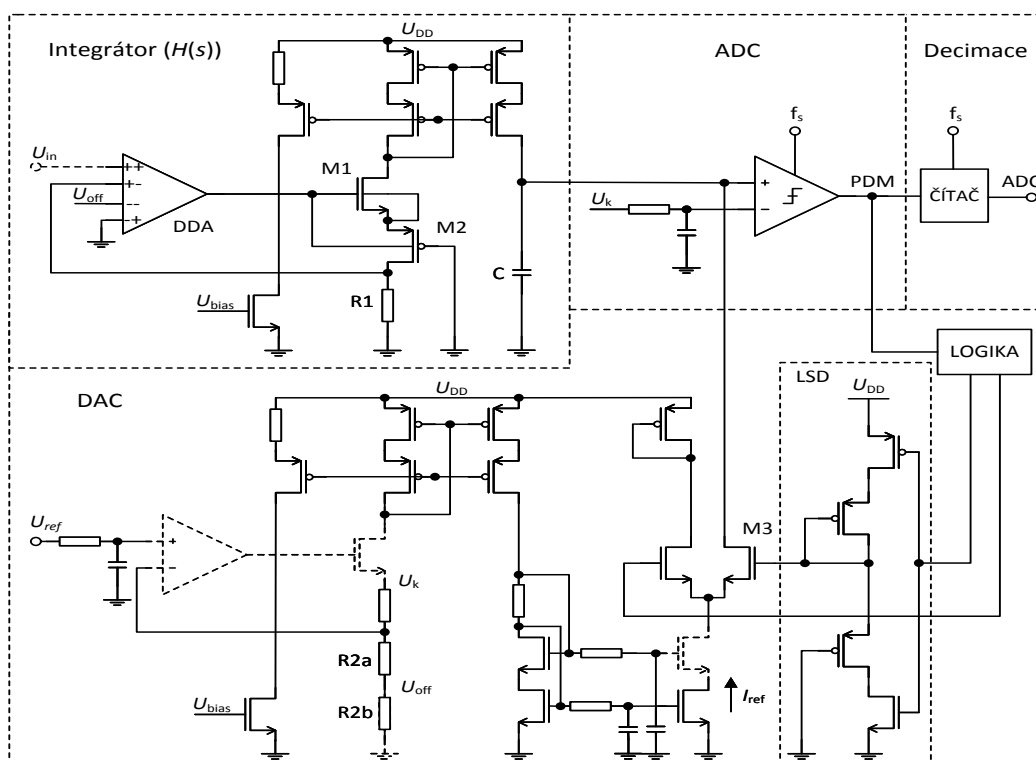
Převodníky $\Sigma\Delta$ nacházejí uplatnění v mnoha oblastech zpracování signálů s požadavky na vysoké rozlišení při úzké šířce pásma, jako jsou např. audio nebo měřicí aplikace. Funkce převodníku je založena na obvodu modulátoru se zpětnovazební smyčkou udržující na jednobitovém digitálním výstupu střední hodnotu odpovídající vstupnímu signálu (PDM). Využívá se procesu převzorkování s tvarováním šumu a následného digitálního zpracování decimálním filtrem. Výhody časově spojitě implementace modulátoru oproti diskretní realizaci se spínanými kapacitami spočívají především v menších nárocích na rychlost aktivních prvků a implicitnímu antialiasingovému filtru [1].

2 OBVODOVÁ REALIZACE NAVRŽENÉ STRUKTURY

Navržena byla struktura časově spojitěho modulátoru $\Sigma\Delta$ prvního řádu pracujícího v proudovém režimu (obrázek 1). Rozsah převodníku je vhodně posunut a rozšířen tak, aby i při napětích blízko referenčním hodnotám 0 V a 1,2 V nedocházelo k typickému propadu *SNDR*. Ke vstupu je pomocí diferenčně diferenciálního OZ (DDA) přičteno napětí zavádějící definovanou chybu nuly. Digitální kód odpovídající tomuto posunutí se následně od převedené hodnoty po decimaci odečte. DDA spolu s rezistorem R_1 tvoří převodník napětí na proud (U/I), kterým je nabíjen MOSCAP kondenzátor C . Dohromady tak tvoří integrátor s vysokoimpedančním vstupem představující základní blok modulátoru. Vlastnost, že i při nulovém vstupním napětí protéká převodníkem U/I proud, je výhodná i z pohledu tranzistoru M_1 , kdy nedochází ke ztrátě jeho transkonduktance. Pro snížení rozkmitu na výstupu DDA slouží tranzistor M_2 . Ten je při nízkém vstupním napětí v saturačním režimu, čímž zajišťuje dostatečné napětí na source tranzistoru M_1 a tím i na výstupu DDA. Naopak při vysokých vstupních napětích pracuje v lineární oblasti, kdy je na něm minimální úbytek.

Základ bloku DAC ve zpětné vazbě modulátoru tvoří generátor proudu z referenčního napětí pomocí OZ a rezistoru R_2 . Hodnota referenčního proudu je vůči proudu daného transkonduktancí převodníku U/I integrátoru povýšena o dvojnásobek zavedené chyby nuly tak, aby pracovní vstupní rozsah převodníku ležel ve středu skutečného rozsahu. Proud DAC je spínán k integračnímu kondenzátoru C , nebo k napájení, čímž je zajištěna funkce tranzistorů proudového zrcadla vždy v saturačním režimu a tím i malého zpoždění při spínání, které je řízeno generovanými nepřekrývajícími se signály. Je použit NRZ (Non Return to Zero) tvar pulzů, jehož nedokonalosti, např. překmity, nesymetrie hran apod., se projevují v nelinearitě převodníku a ovlivňují jeho přesnost. Proto

bylo navrženo řízení tvořené modifikovaným invertorem s omezeným výstupním rozkmitem (LSD), který redukuje chybu vzniklou injekcí náboje při spínání M_3 .

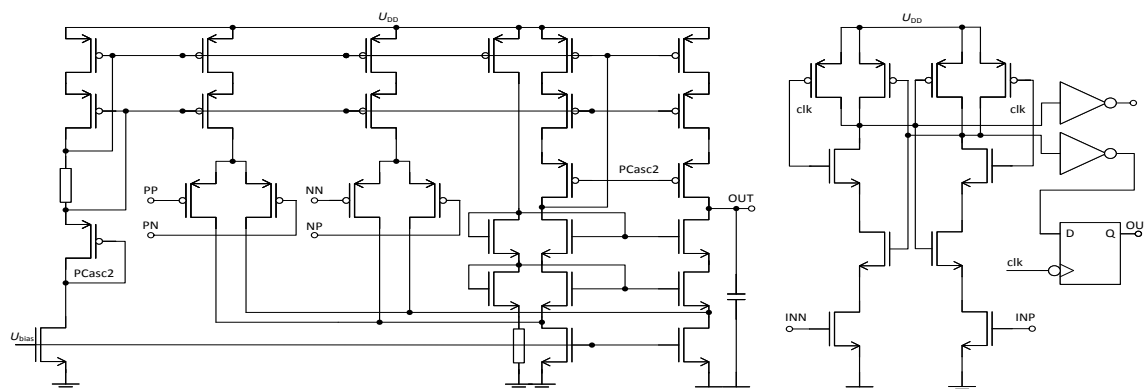


Obrázek 1: Navržená struktura převodníku AD.

Na obrázku 2 je zobrazeno zapojení DDA využitého pro realizaci integrátoru a posunutí vstupního pracovního rozsahu převodníku. Je tvořen OZ se složenou kaskodou s dvěma vstupními diferenčními páry, které při záporné zpětné vazbě zajišťují rovnost: $(U_{pp} - U_{pn}) = (U_{np} - U_{nn})$. Pro dosažení dostatečného zisku v celém výstupním rozsahu OZ je použito trojitě kaskody i přesto, že v krajních polohách vždy jeden její tranzistor pracuje v triodové oblasti.

Kvantizační obvod je tvořen spínaným komparátorem Lewis – Grey ukázaným na obrázku 2, jenž dosahuje nízké spotřeby a spínacího rušení na svých vstupech. RC filtr dále potlačuje pronikání spínacího rušení do obvodu reference DAC, ze které je získána rozhodovací úroveň komparátoru.

Jako digitální filtrační a decimační blok slouží průměrovací filtr, který je ve své nejjednodušší variantě realizován resetovatelným čítačem. Pro dosažení rozlišení 8 bitů i se zavedeným rozšířeným rozsahem převodníku je zapotřebí 290 stavů, čemuž pak odpovídá i velikost koeficientu převzorkování. Při vzorkovací frekvenci 20 MHz je tedy šířka užitečného pásma modulátoru asi 35 kHz.

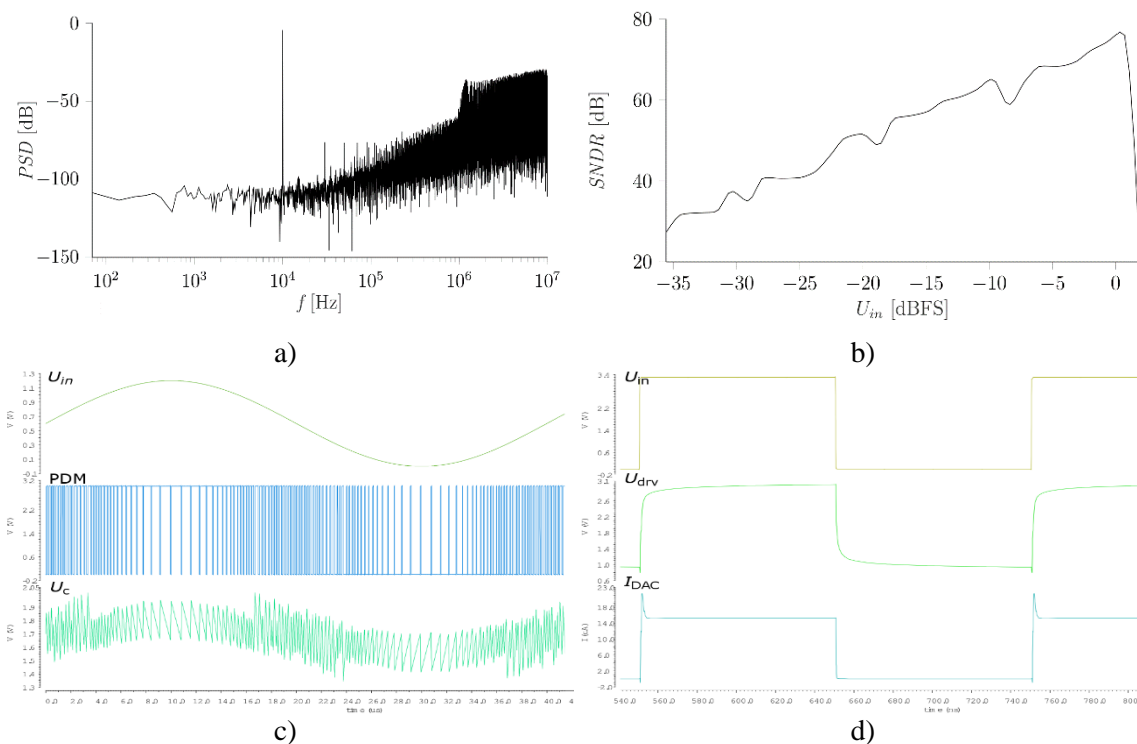


Obrázek 2: Zapojení DDA (vlevo) a zapojení komparátoru (vpravo)

3 SIMULACE

Behaviorálním návrhem v Matlabu bylo nejdříve provedeno ověření koncepce a definice parametrů. V prostředí Cadence pak byla simulována funkčnost na tranzistorové úrovni v celém teplotním rozsahu od $-40\text{ }^{\circ}\text{C}$ do $175\text{ }^{\circ}\text{C}$, napájecím napětí 3 – 3,6 V a toleranci technologie ONC18/I4T.

Rozložení výkonové spektrální hustoty modulátoru $\Sigma\Delta$ pro sinusový signál o frekvenci 10 kHz zobrazuje obrázek 3 a). Na obrázku 3 b) je ukázána závislost dosaženého $SNDR$ na velikosti amplitudy vstupního signálu. Podle očekávání dochází k propadu $SNDR$ až při amplitudách vyšších, než je pracovní rozsah převodníku. Obrázek 3 c) přibližuje funkci modulátoru s průběhy vstupního napětí, výstupního PDM signálu a napětí na integračním kondenzátoru. Na obrázku 3 d) jsou pak zobrazeny průběhy DAC na jeho vstupu, hradle spínacího tranzistoru M_3 řízeného invertorem s omezeným rozkmitem a výstupního proudu, u kterého je patrný jen mírný překmit při sepnutí.



Obrázek 3: a) Rozložení výkonové spektrální hustoty modulátoru b) Závislost $SNDR$ na amplitudě vstupního signálu c) Průběhy signálů v uzlech modulátoru d) Průběhy signálů DAC

4 ZÁVĚR

Ve výrobní technologii ONC18/I4T (180 nm) společnosti ON Semiconductor byla navržena upravená struktura modulátoru $\Sigma\Delta$ v časově spojitě doméně pracujícího v proudovém režimu. Zapojení je určeno pro integraci do obvodů sensorů pro automobilové prostředí vyznačující se vysokým rozsahem pracovních teplot od $-40\text{ }^{\circ}\text{C}$ do $175\text{ }^{\circ}\text{C}$. Výhoda navrženého převodníku AD spočívá v posunutí a rozšíření vstupního napěťového rozsahu pro zpracování signálů od 0 V do 1,2 V při vysoké vstupní impedanci, použití pouze nelineárních MOSCAP kondenzátorů, nízké obvodové komplexnosti a tím i následné plochy na čipu a nízké spotřeby, jenž typicky dosahuje pouhých 80 μA . Převodník má rozlišení 8 bitů při vzorkovací frekvenci 20 MHz a šířce pásma 35 kHz.

REFERENCE

- [1] CHERRY, James A. a W. Martin SNELGROVE. *Continuous-time delta-sigma modulators for high-speed A/D conversion: theory, practice, and fundamental performance limits*. Boston: Kluwer Academic Pub., c2000. ISBN 978-0-7923-8625-4.

RADIATION DOSIMETER WITH GM COUNTER

Markéta Dyntarová

Master Degree Programme (1), FEEC BUT

E-mail: xdynta00@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Jiří Starý

E-mail: stary@feec.vutbr.cz

Abstract: This thesis is concentrated to design of battery powered radiation detector with GM counter and realization of indication part device. Function of this detector was tested by using of a strontium sample.

Keywords: Radioactivity, ionizing radiation, Geiger-Müller detectors, strontium

1 ÚVOD

Ionizující záření je zrádné v tom, že jej přímo smysly nevnímáme. Pokud jsme mu vystaveni trvale, pak se jeho vliv na organismus projeví až po určité době. Biologické a lékařské poznatky o účincích ionizujícího záření jsou získávány již od počátku tohoto století a v současné době jsou sice rozsáhlé, ale dosud ne úplné. Změny v organismu vyvolané ionizujícím zářením se mohou u různých jedinců projevit různě. Právě s ohledem na vlastnosti ionizujícího záření a neschopnost organismu jej přímo odhalit jsou důležité různé metody jeho detekce, které umožňují lidem se před nebezpečnými účinky záření chránit. Tato práce je zaměřena na návrh dozimetru s GM trubicí. GM trubice patří mezi plynem plněné detektory, které využívají ionizace plynové náplně. Po průchodu záření GM trubicí dochází ke krátkodobému lavinovitému výboji, který je možný následně snímat.

2 DOZIMETR S GM TRUBICÍ

Pro vlastní zařízení byla použita GM trubice STS-5, z které návrh kompletního dozimetru vychází. Trubice je samozhášecí a je schopna registrovat beta a gama záření. Její doporučené pracovní napětí je 360-440 V. Má nejdelší délku plata 80 V, jehož největší sklon je 0,125% na 1 V. Největší úroveň pozadí je 27 impulzů za minutu. Pracovní napětí se volí přibližně v 1/3 plata a tak odpovídá 390 V.

Výstupem tohoto dozimetru je jednak akustický signál, jehož frekvence signalizuje intenzitu dopadajícího záření. Vyhodnocovací část přístroje obsahuje i indikátor intenzity ionizujícího záření, pro který je použit převodník, který ze sledu vhodně tvarovaných po sobě jdoucích impulzů z GM trubice vytváří výstupní napětí úměrné intenzitě záření.

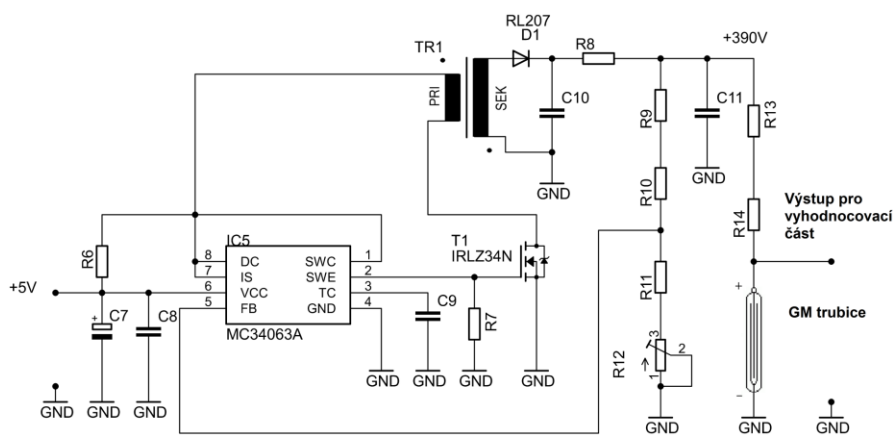
2.1 NÁVRH MĚNIČE

Pro vytvoření pracovního napětí použité GM trubice je použit pulzní měnič, který z NiMh baterie s napětím 5 V vytváří napětí 390 V potřebné pro napájení GM trubice. Je zde použit blokující zvyšující měnič s transformátorem. Řídicím obvodem spínaného měniče je integrovaný obvod MC34063A, který obsahuje potřebnou elektroniku pro jeho funkci.

Pro stabilizaci výstupního napětí sekundárního vinutí transformátoru má tento integrovaný obvod vlastní stabilizační systém, jehož součástí je komparátor, který porovnává hodnotu referenčního napětí 1,25 V s výstupním napětím externího napětěového děliče. Pokud tedy není na výstupu požadovaných 390 V, tak výstupní napětí napětěového děliče není rovno 1,25 V a pomocí smyčky zpětné vazby se stabilizované napětí automaticky upraví.

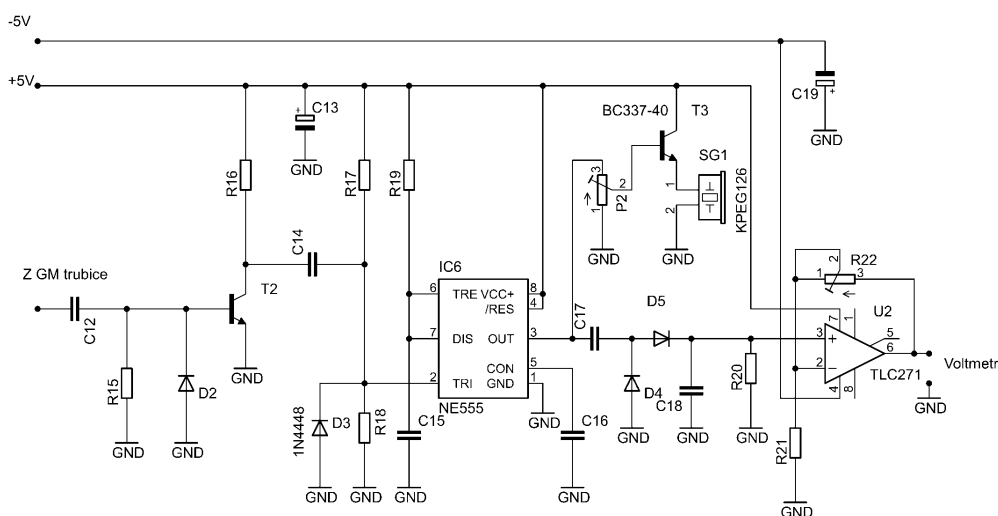
GM trubice má také do série zapojen dva rezistory, které omezují proud trubicí na hodnotu, která je předepsána výrobcem. Vzhledem k tomu, že spínací tranzistor v obvodu MC34063A má maximální dovolené pracovní napětí 40 V, bylo nutno použít pomocný externí spínací transistor MOSFET (s ohledem na přechodné děje při spínání primárního vinutí impulzního transformátoru), jehož spínání je řízeno zmíněným integrovaným obvodem.

Pomocí DC-DC měniče (Obrázek 1), který má na výstupu 390 V, je tedy napájen obvod GM trubice, pomocí kterého se získávají impulzy, jejichž četnost odpovídá intenzitě ionizujícího záření.



Obrázek 1: Návrh DC-DC měniče 390V

2.2 VYHODNOCOVACÍ ČÁST



Obrázek 2: Návrh vyhodnocovací části

Na obrázku 2 je schéma vyhodnocovací části přístroje. Impulzy, které jsou vytvořeny v GM trubici, jsou dále pomocí RC članku derivovány a z důvodu maximálního dovoleného inverzního napětí tranzistoru jsou záporné špičky ořezány pomocí diody. Napěťový dělič udržuje na pinu 2 napětí o polovině napájecího napětí. Tranzistor vytváří spouštěcí impulzy pro monostabilní klopný obvod s časovačem 555, které sníží velikost napětí na pinu 2 pod $1/3$ napájecího napětí. Tím je spouštěn monostabilní klopný obvod tvořený časovačem NE555.

Monostabilní klopný obvod zde vytvoří impulzy, které mají konstantní dobu trvání a konstantní amplitudu. Tyto impulzy jsou využity jak pro akustickou signalizaci, tak pro zobrazení intenzity ionizujícího záření.

Pro akustickou signalizaci je zde použit piezoelektrický měnič, jehož kmitočet akustického signálu signalizuje intenzitu dopadajícího záření. Bylo také potřeba zaručit, aby impulzy odebírané pro

akustickou signalizaci příliš nezatěžovaly výstup časovače, proto je umístěn před piezoměničem emitorový sledovač. Je zde i možnost nastavení úrovně akustického signálu.

Výstupní impulzy z časovače tvoří rovněž vstupní signál diodové nábojové pumpy, která zde slouží jako převodník frekvence na napětí. Zde musí být splněna podmínka, že převod frekvence vstupních impulzů na výstupní napětí musí být lineární. Důvodem je to, že toto výstupní napětí má odpovídat intenzitě ionizujícího záření. Údaj se zobrazuje se LCD displeji digitálního voltmetru, který je připojen na výstup neinvertujícího operačního zesilovače. Nastavením zesílení tohoto zesilovače lze přístroj kalibrovat. Aby voltmetr ukazoval nulu v případě, že není detekováno žádné záření, musí být tento zesilovač napájen symetricky.

Jako indikátor bylo zvoleno LCD panelové měřidlo s podsvícením (napájecí napětí 9 V). Jeho napájení musí být odděleno od měřeného napětí.

2.3 NAPÁJECÍ ZDROJ

Na vstup napájecího zdroje je připojena baterie. Výstupní napětí stabilizátoru je 5 V. Zdroj záporného napětí -5 V je vytvořeno pomocí nábojové pumpy. Napětí 9 V potřebné pro napájení indikátoru je vytvořeno pomocí izolovaného DC-DC měniče. První LED dioda signalizuje zapnutí přístroje. K indikaci vybité baterie je využito komparátoru, který porovnává hodnotu napětí získanou ze zdroje referenčního napětí s napětím na baterii. Napětí na baterii musí být vždy větší, než na výstupu stabilizátoru z důvodu úbytku napětí na stabilizátoru. Pokud napětí na baterii klesne na požadovanou mez, kdy je baterie vybitá, je na oba vstupy komparátoru přivedeno stejné napětí, díky napěťovému děliči, a rozsvítí se druhá signalizační LED dioda.

3 REALIZACE

U realizovaného vzorku byl použit zjednodušený napájecí zdroj bez hlídání stavu baterie. Zařízení bylo postaveno ve zjednodušené podobě na univerzální plošný spoj, bylo oživeno a je plně funkční. Bylo prokázáno, že všechny hodnoty součástek byly vypočteny správně a ani s impulzovým transformátorem nebyly žádné problémy. Napětí pro GM trubici se dalo nastavit na předepsanou hodnotu a i ostatní části fungovaly bez závad. Pro kalibraci byl použit testovací vzorek stroncia.

4 ZÁVĚR

Všechny prvky navrženého detektoru byly vypočteny a dílčí části detektoru byly před stavbou funkčního vzorku testovány na zkušebních deskách. Teprve potom byl sestaven funkční vzorek. Při jeho kontrole bylo zjištěno, že navržené obvody pracují podle předpokladů. Vlastní zkouška funkčnosti tohoto detektoru záření byla provedena s použitím stronciového kalibrátoru.

PODĚKOVÁNÍ

Publikace vznikla za finanční podpory projektu specifického výzkumu na VUT (projekt č. FEKT-S-17-4595, Materiály a technologie pro elektrotechniku III)

REFERENCE

- [1] Data sheet integrovaného obvodu MC34063A. GM electronic [online]. [cit. 2016-05- 15]. Dostupné z: <http://www.gme.cz/img/cache/doc/330/104/mc34063ap1-datasheet- 1.pdf>
- [2] Introduction to Geiger Counters. Cal Poly Pomona [online]. ©2015 [cit. 2015-11-15]. Dostupné z: <https://www.cpp.edu/~pbsiegel/bio431/texnotes/chapter4.pdf>

CONTROL UNIT FOR CUBESAT

Jan Horký

Master Degree Programme (5), FEEC BUT

E-mail: xhorky20@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Michal Kubíček

E-mail: kubicek@feec.vutbr.cz

Abstract: The aim of the project was to design a CubeSat control unit. The board is composed of commercial parts yet reliable in the space environment. Because of its benefits, an FPGA was selected as the core of the board. The FPGA is periodically checked for errors and reset if an error is found. The unit has various sensors to monitor its condition and can do necessary measures. Two MRAMs allow to store a golden bitstream and upload new bitstream in flight.

Keywords: Space, CubeSat, Control Unit, Radiation, FPGA

1. INTRODUCTION

CubeSat are defined as U-class spacecraft with dimensions of 10x10x10 cm (1U) and weight up to 1.33 kg per unit. Because of their small volume and weight, CubeSat are significantly specialized. In most cases, there is not a need for high computing power. Therefore, the most of the control units use microcontrollers as CPU. If there is a need for faster signal processing, parallel processes or high computing power, a customer has to develop suitable board by himself as same types are not available on the market. That significantly increases overall cost and development time. The aim of this project was to design a control unit which can fill the gap on the market.

2. SPACE ENVIRONMENT

Understanding of space environment is necessary to reduce failure possibility. One of the most important aspects of the environment is radiation. The ionizing particles may generate failures in integrated circuits and semiconductor devices, as they can change a transistor state. These failures can be transient or permanent, depending on charge and location of the interaction [1].

The most frequent are Single Event Effects (SEE). They are considered as Soft Errors, as their effect is only temporary. The SEE can be divided to Single Event Upset (SEU) and Single Event Transient (SET). The SEU causes a change of state of a memory cell. Information, saved in the memory, is corrupted but the logic cell works normally. When new information is written, the logic cell will contain the new information unless another SEU occurs. The SET happens when radiation causes a voltage spike on an output of a circuit. The effect is only temporary, but the output can be latched during the spike and lead to serious failures. Radiation can also open parasitic bipolar transistors, which leads to destruction of the chip [2].

To reduce overall cost, CubeSat are mostly made by commercial parts. The commercial electronics is mostly made without any special protection against radiation and can survive radiation usually only up to 10 krad(Si) [1].

3. CONTROL UNIT

Designed board (shown in Figure 1) uses an automotive version of Spartan 6 FPGA. The FPGA does not have any additional protection and therefore is vulnerable to radiation. The circuit use CRC to constantly check FPGA's configuration memory. Also, a separate watchdog circuit is used

to check for SEE errors. If any error is found, the FPGA is reset and reprogrammed from a separate memory.

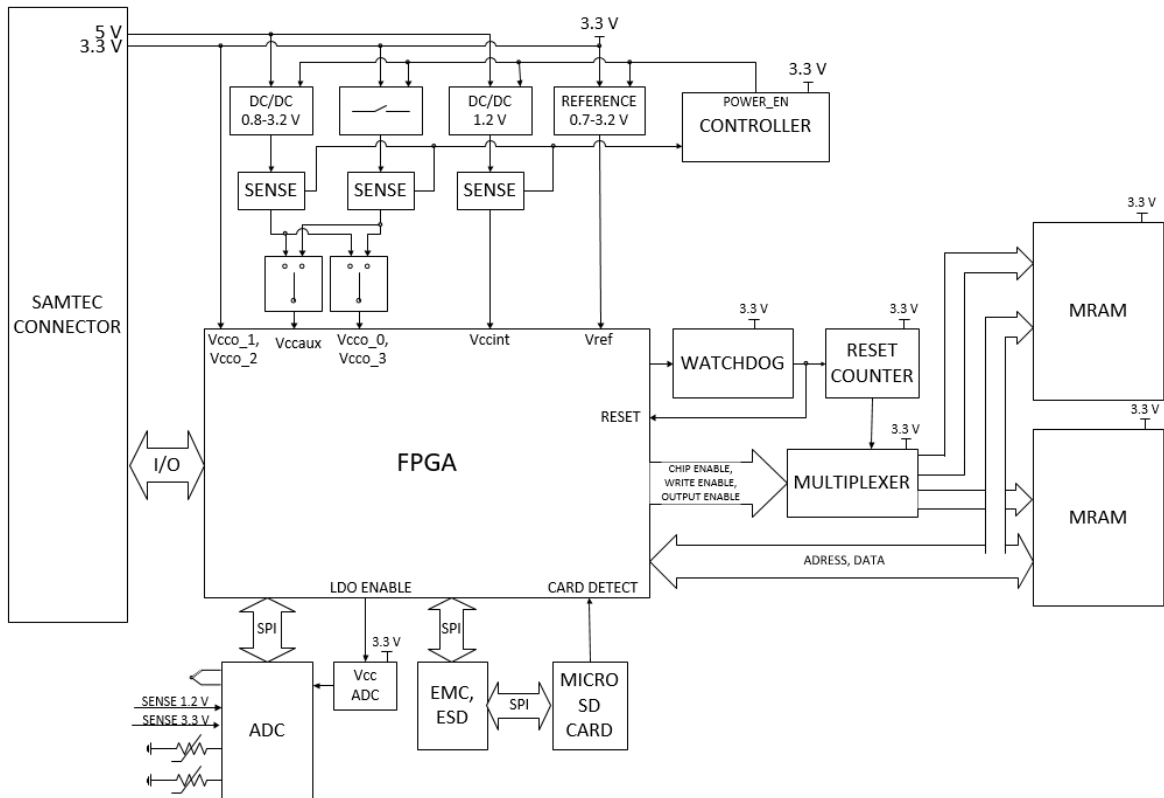


Figure 1: Block diagram of the control unit

As the FPGA is SRAM based, there is a need for separate bitstream storage. The design uses two MRAM memories for storing the bitstream. Their biggest advantage is the immunity to radiation and therefore they can be used to safely store data in the radiation environment.

The first memory is used to store proven, tested and errorless golden bitstream. The memory has a Write enable pin. The voltage on the pin can be set to zero (active mode) only by plugging a jumper in. The bitstream is uploaded to “golden” memory before launch. Then the jumper is unplugged and the bitstream cannot be changed. This solution provides reliable bitstream storage.

The second MRAM can be used to store a new version of the bitstream. It can be deleted, changed or uploaded during flight. Also, any user data can be stored to the second MRAM (and/or MicroSD card).

If any error is found, the watchdog timer resets the FPGA. Afterward, the FPGA is configured from the second MRAM. There can be an event when the configuration from the second MRAM fails. The reset can take place while uploading the bitstream, new code can incorporate an error and other faults. The FPGA can be stuck in reconfiguration loop and the whole CubeSat is unusable. To prevent this outcome, the board counts the number of configuration cycles. If the FPGA is reset three times in a row, a multiplexer to selects the first MRAM with the golden bitstream.

3.1. POWER SUPPLY

The CubeSat specification requires that all satellite must provide 5 V and 3.3 V supply rails. The board uses two DC/DC converters for powering FPGA’s, one for core and second for I/Os. The voltage for I/Os can be changed so that any FPGA’s I/O standard can be used. If only 3.3V standards are required, it is possible to bypass the second converter by connecting its output to VCCAUX, which decreases overall power consumption by 40 %. All supply rails are monitored

and shut down in any case of short-circuit. Turning supplies off is the only solution if parasitic transistors are opened.

The board consumes less than 100 mA in total with current digital design, which is low enough to be powered in 1U CubeSat. The most of CubeSat use batteries with several Ah capacities, therefore the FPGA can be configured to do desired tasks (which need more power) and then be reconfigured back to low power state.

3.2. TELEMETRY

The circuit uses 24-bit ADC for telemetry. The ADC measures voltages of the supply rails, current consumption, and temperature on the board.

The main way how parts dissipate their heat is mostly through heat convection. This way is not present in space vacuum; therefore, the power dissipation is a big concern. The LDOs and converter have internal temperature sensors, which shut them down in a case of high temperature, yet another sensor can warn the FPGA early and some measures may be used. The ADC has two thermistors, which measure temperature on the board. As the main heat transfer in space is by conduction, a thermistor placed close to a part can sense the part's temperature. Thermistors are used to measure the temperature of the FPGA and DC/DC converters. Connection to thermocouple is also provided. The thermocouple can be connected directly to FPGA's package or any other place on the board.

3.3. PCB AND DIGITAL DESIGN

The circuit is placed on 6-layer 10x10 cm PCB which complies CubeSat standards. The PCB has a copper pour in all layer and uses via stitching to reduce EMI and provide maximize heat conduction. It also reduces deflection of the board.

The digital design depends on mission and requirements of a customer. Its purpose in this project is to test and verify all the functions of the unit. The unit periodically measures and stores its telemetry, can store bitstream in MRAM memories and allows storing user data. The FPGA uses UART interface for communication, but other interfaces can be used. The FPGA has 68 I/O pins connected to the connector. The digital design consumes about 5 % of logic, which leaves enough resources for customer's application.

Software-Implemented Error Recovery, Profile-Guided Code Transformation, and other techniques can be used to further improve error mitigation [2].

4. SUMMARY

Unlike other units on the market, this control unit has faster signal processing, parallel processes, and high computing power. It provides radiation-resistant bitstream storage, reliable reset and reconfiguration and bitstream upload in-flight. The FPGA and its interfaces can be designed according to customer's requirements which would not be possible with microcontrollers. The control unit can be used for various missions in Low Earth Orbit and beyond (with additional shielding).

REFERENCES

- [1] MACDONALD, Malcolm and Viorel BADESCU (eds.). The International Handbook of Space Technology. 2014. Berlin: Springer Berlin Heidelberg, 2014. ISBN 978-364-2411-014.
- [2] KASTENSMIDT, Fernanda and Paolo RECH (eds.). FPGAs and parallel architectures for aerospace applications: Soft errors and fault-tolerant design. Cham: Springer, 2016. ISBN 978-3-319-14351-4

REMOTE MEMORY ACCESS PROTOCOL CONTROLLER FOR SPACEWIRE NETWORK

Ondřej Walletzký

Master Degree Programme (2), FEEC BUT

E-mail: xwalle00@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Vojtěch Dvořák

E-mail: xdvora99@stud.feec.vutbr.cz

Abstract: This article describes design and implementation of Remote Memory Access Protocol controller, namely the initiator module specified in the ECSS-E-ST-50-52C standard. It provides general description of its architecture and describes some of its subcomponents. Finally, it summarizes resource utilization and maximum theoretical clock frequency for different configurations when synthesized for Spartan-3 FPGA chip.

Keywords: RMAP, SpaceWire, VHDL, FPGA, AMBA, AHB

1. ÚVOD

Rostoucí složitost vesmírných zařízení, která mohou obsahovat spoustu senzorů pro telemetrii, jednotky zpracovávající tato data a komunikační zařízení, klade vysoké nároky na přenos dat mezi jednotlivými moduly v podmínkách, které jsou vůči elektronice velmi nehostinné. Pro sjednocení a zjednodušení komunikace mezi jednotlivými moduly vytvořila Evropská vesmírná agentura standard sítě SpaceWire sloužící k propojení modulů a také několik dalších standardů definujících komunikační protokoly pro tuto síť. Jedním z těchto protokolů je protokol pro vzdálený přístup do paměti, tzv. Remote Memory Access Protocol, zkráceně RMAP.

Práce se zabývá protokolem RMAP, konkrétně se věnuje návrhu řadiče iniciátoru tohoto protokolu. Tento řadič byl navržen v rámci diplomové práce. Cílovým obvodem FPGA pro implementaci řadiče je obvod řady Spartan-3 společnosti Xilinx.

2. ARCHITEKTURA A ROZHRANÍ

Navržený iniciátor protokolu RMAP se skládá z několika částí, které znázorňuje Obrázek 1. Základními bloky jsou jádra vysílače a přijímače, která zpracovávají samotné pakety.

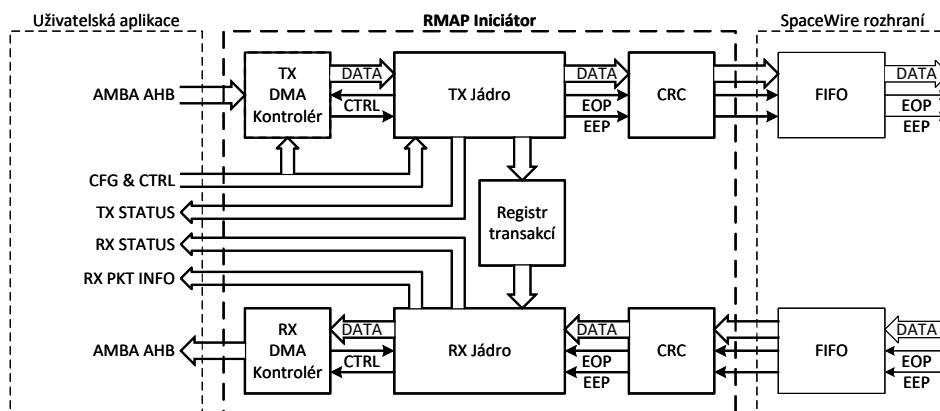
Jádro vysílače provádí kontrolu vstupních konfiguračních dat poskytnutých uživatelskou aplikací, z těchto dat tvoří hlavičku paketu, spouští kontrolér DMA a řadí veškerá data do posloupnosti bytů, kterou posílá skrze CRC jednotku modulu SpaceWire. Je-li požadována odpověď na odeslaný příkaz, uloží potřebné údaje do registru transakcí pro pozdější zpracování odpovědi jádrem přijímače.

To přijímá pakety z modulu SpaceWire, kontroluje je a zpracovává, přičemž používá údaje uložené v registru transakcí pro dohledání příslušného příkazu. S uživatelskou aplikací komunikuje zejména prostřednictvím stavových signálů a dále poskytuje uživatelské aplikaci údaje o přijatém paketu.

CRC bloky slouží k výpočtu a kontrole kontrolních součtů v paketech a je možno zvolit variantu s LFSR (Linear Feedback Shift Register) nebo v paralelní podobě s použitím paměti ROM. Poslední hlavní částí iniciátoru jsou řadiče DMA s volitelnou endianitou systému při syntéze.

Rozhraní řadiče protokolu RMAP se skládá z rozhraní pro připojení k modulu SpaceWire na straně jedné a z rozhraní pro přístup do paměti uživatelské aplikace a z konfigurační a řídicí části na stra-

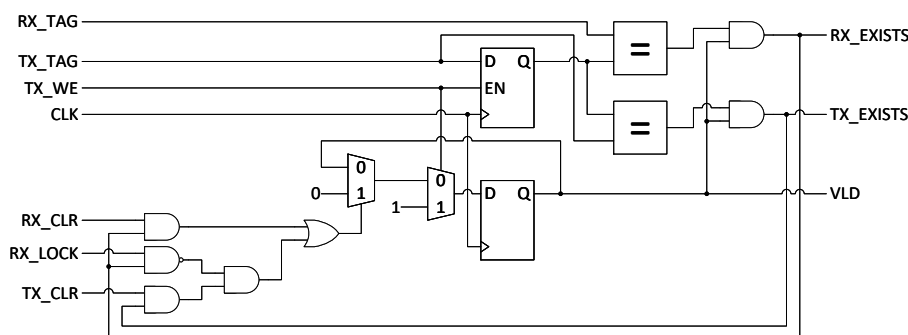
ně druhé. Řídicí část rozhraní neobsahuje registry pro uložení dat, což znamená, že konfigurace odesílaného příkazu musí být neměnná po dobu odesílání paketu. Na druhou stranu toto řešení umožňuje uživatelskou implementaci této části, což zvyšuje flexibilitu. Data na rozhraní s modulem SpaceWire jsou předávána metodou handshake mezi oběma stranami. K řadiči lze tedy poměrně snadno připojit modul SpaceWire skrze paměti FIFO.



Obrázek 1: Zjednodušené schéma architektury iniciátoru protokolu RMAP (navržené bloky zvýrazněny tučně)

3. REGISTR TRANSAKČÍ

Dle [1] jsou všechny pakety opatřeny identifikátorem transakce a po odeslání příkazu iniciátor nečeká na odpověď. Místo toho všechny potřebné údaje uloží do registru transakcí. Tento registr je navržen jako plně asociativní paměť, která používá identifikátor transakce jako klíč. To umožňuje s nízkou latencí spárovat příchozí odpověď s příslušným příkazem, jelikož v rámci jedné operace jsou identifikátory příkazu a odpovědi shodné. Identifikátory jsou uloženy v buňkách skládajících se z registrů, které slouží jako paměťové členy pro identifikátory a kombinační logiky, která porovnává vyhledávaný identifikátor s obsahem registrů a indikuje shodu. Tato logika je zdvojnásobena pro umožnění přístupu vysílači i přijímači a indikátory shody jednotlivých buněk jsou pak zakódovány v adresu paměti, ve které jsou uložena veškerá relevantní data. V každé buňce se dále nachází jednobitový registr udávající platnost klíče. Schéma buňky znázorňuje Obrázek 2. Součástí registru transakcí je také řadič spravující přístup vysílače k registru.



Obrázek 2: Buňka pro identifikátor, registr transakcí

4. ŘADIČE DMA

Iniciátor je opatřen řadiči přímého přístupu do paměti. DMA řadič patřící k vysílači načítá SpaceWire adresu příkazu a odpovědi a v závislosti na typu příkazu také data, která mají být přenesena do cílového uzlu. DMA řadič přijímače pak ukládá data z cílového uzlu, jsou-li součástí paketu odpovědi.

DMA řadiče jsou navrženy pro sběrníkové rozhraní AMBA AHB, konkrétně podle standardu revize 2 (viz [2]), a každý z těchto řadičů se skládá z řadiče pro AHB master, vyrovnávací paměti FIFO a přizpůsobovacího bloku, který převádí několikabytová datová slova z DMA řadiče na posloupnost jednotlivých bytů v případě vysílače, a naopak v případě přijímače. DMA řadič vysílače dále obsahuje sekvencér, který postupně poskytuje řadiči protokolu AHB adresu paměti a počet přenášených bytů pro jednotlivé části paketu.

5. IMPLEMENTACE

Iniciátor protokolu RMAP byl syntetizován pro FPGA Spartan-3 od společnosti Xilinx. Syntéza byla provedena pro několik kombinací parametrů, přičemž výsledný netlist byl optimalizován pro maximální frekvenci. Sledováno bylo využití obvodu FPGA a teoretická maximální frekvence obvodu. Tabulka 1 shrnuje výsledky syntézy pro uvedené parametry.

Parametry			Výsledek syntézy			
Kapacita registru transakcí	Použití BRAM	Varianta CRC	Spotřeba LUT [-]	Spotřeba registrů [-]	Spotřeba BRAM [-]	Max. frekvence [MHz]
1 transakce	ne	paralelní	2742	743	0	70,5
1 transakce	ne	LFSR	2763	768	0	75,3
1 transakce	ano	LFSR	2632	815	2	75,5
1 transakce	ano	paralelní	2613	795	2	75,5
8 transakcí	ano	paralelní	2813	918	2	74,9
16 transakcí	ano	paralelní	2948	1012	4	74,9
32 transakcí	ano	paralelní	3386	1286	4	74,9
64 transakcí	ano	paralelní	4245	1833	4	74,9

Tabulka 1: Výsledky syntézy

6. ZÁVĚR

Článek popisuje řadič iniciátoru protokolu RMAP navržený v rámci diplomové práce. V článku jsou z důvodu rozsahu práce podrobněji popsány pouze vybrané bloky. Navržený řadič představuje řešení, které má jednoduchou konfiguraci a také relativně jednoduché rozhraní včetně standardizovaného rozhraní pro přístup do paměti, což umožňuje snazší integraci do uživatelského systému. Řadič byl syntetizován s použitím jazyka VHDL pro FPGA Spartan-3.

Maximální hodinová frekvence navrženého obvodu se pohybuje okolo 70 MHz při optimalizaci pro maximální rychlost. Spotřeba registrů je v porovnání s počtem použitých LUT velmi nízká a z výsledků syntézy vyplývá, že s rostoucí kapacitou registru transakcí roste využití zdrojů přibližně lineárně. Na typu implementace paměti a CRC závisí spotřeba zdrojů pouze v řádu jednotek procent. Navržený obvod byl simulován a předběžně verifikován proti referenčním modelům navrženým v jazyce SystemVerilog. Následovat bude komplexní verifikace s použitím stejných verifikačních modelů.

REFERENCE

- [1] ECSS-E-ST-50-52C. *SpaceWire: Remote memory access protocol*. Noordwijk (Nizozemsko): ESA Requirements and Standards Division, 2010, 109 s. Dostupné také z: http://spacewire.esa.int/content/Standard/Draft_ECSS-E50-11.php
- [2] ARM IHI 0011A. *AMBA™ Specification*. Rev 2.0. Cambridge (Spojené království): ARM Limited, 1999, 230 s. Dostupné také z: <http://infocenter.arm.com/help/index.jsp>

PACEMAKERS AND THEIR SOURCES OF ENERGY

Lenka Pagáčová

Master Degree Programme (1), FEEC BUT

E-mail: xpagac05@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Tomáš Kazda

E-mail: kazda@feec.vutbr.cz

Abstract: This article discusses the pacemakers and their sources of energy. The introduction is to clarify the basic characteristics and history of pacemakers. The core of the article is the implementation of realization and description of the construction of the current pacemakers. In the last part of this article are presented two kind of energy sources that are not currently used in practice, however they can be interesting for future applications. Conclusion summarizes the information from article.

Keywords: pacemaker, electrical source, electrode, stimulation, heart activity, battery, circuit

1 ÚVOD

Technický slovník definuje kardiostimulátor ako generátor elektrických impulzov, podporujúcich alebo nahradzujúcich elektrickú činnosť vlastného srdca. Elektrické impulzy majú trvanie 1 – 2 ms a opakovací kmitočet 50, 150 alebo 200 tepov za minútu. Podľa umiestnenia sa rozoznávajú kardiostimulátory externé (mimo telo pacienta) alebo implantabilné (voperované do organizmu).

Na druhú stranu moderné internetové encyklopédie definujú kardiostimulátor ako medicínske zariadenie, ktoré využíva elektrické impulzy, dodávané dotykovými elektródami srdečnému svalu k regulácii srdečného tepu. Primárnym účelom kardiostimulátora je udržiavanie primeranej rýchlosti tlkotu srdca, buď preto, že prirodzená srdečná činnosť pacienta nie je dostatočná, alebo je zablokovaný systém rozvodu elektrického signálu v srdečnom svale.

2 KARDIOSTIMULÁTORY

2.1 HISTÓRIA

Prvá klinická implantácia kardiostimulátora prebehla v roku 1958 v Inštitúte Karolinska vo švédskej Solne. Bol navrhnutý Runem Elmqvistom a chirurgický zákrok zrealizoval Ake Senning. Elektródy boli zavedené do srdečného svalu po chirurgickom otvorení hrudnej dutiny. Zariadenie zlyhalo po 3 hodinách. Následne implantovaný kardiostimulátor vydržal dva dni. Arne Larson, ktorý bol týmto pacientom, behom svojho života vystriedal 26 rôznych druhov kardiostimulátorov. Zomrel v roku 2001 vo veku 86 rokov, svojou dĺžkou života prežil vynálezca prvého kardiostimulátora aj doktora, ktorý zákrok zrealizoval.

Prvé implantabilné kardiostimulátory boli nespoľahlivé a mali krátku životnosť spôsobenú napájacími ortuťovými zdrojmi. Koncom šesťdesiatych rokov prišlo niekoľko výrobcov s kardiostimulátormi napájanými rádioizotopovými termoelektrickými generátormi. Táto technológia bola však v roku 1971 zatienená vynálezom lithiovej batérie Wilsonom Greatbatchom. Tento typ batérií je používaný v súčasnej dobe v kardiostimulátoroch. Ich výhodou je vyššia gravimetrická hustota energie, malé samovybijanie, dlhá životnosť (viac ako 10 rokov) a menšia veľkosť. Súčasne najmenší kardiostimulátor sveta je od firmy Vitatron (váži len 21 gramov), ktorý umožňuje prevádzkať analýzu zdravotného stavu pacienta a úpravu funkcie kardiostimulátora podľa konkrétnych požiadaviek jednotlivých pacientov.

2.2 REALIZÁCIA

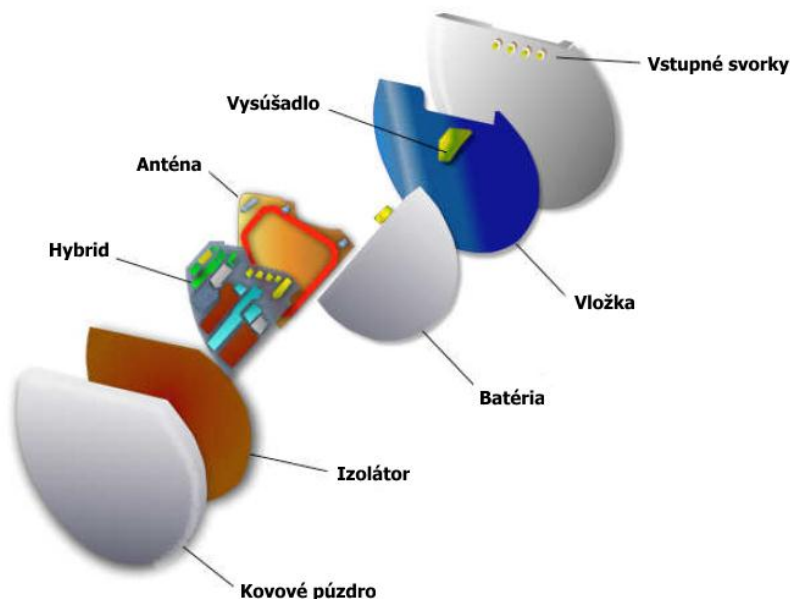
Implantabilný kardiostimulátor je zložený z 3 základných častí:

- elektronickej časti (generátor stimulačných impulzov, obvody snímania a vyhodnocovania spontánnej srdečnej činnosti, komunikačné obvody, napájací zdroj),
- stimulačných elektród s vodičmi,
- a programátora (nie je implantovanou súčasťou).

Vlastné telo stimulátora je spravidla tvorené hermeticky uzavretým titanovým púzdrom s laserom prevedeným popisom výrobcu, typu stimulátora atď. Výstupný obvod generuje pulzy s amplitúdou 0,8 – 5 V a šírka impulzu býva 0,05 – 1,5 ms. Snímanie spontánnej aktivity sa prevádza pomocou bipolárnych elektród (obidve elektródy sú umiestnené na vodiči asi 2 cm od seba) alebo unipolárnych elektród (jedna elektróda je na vodiči, druhá na púzde stimulátora). Pre správnu činnosť kardiostimulátora môže byť obmedzujúca prítomnosť silných elektromagnetických polí napr. v okolí vysokonapäťových generátorov, antén rádiolokátorov, ale napr. aj pri vyšetrení magnetickou rezonanciou.

2.3 SCHÉMATICKÉ USPORIADANIE

Na Obr. 1 vidíme schématické usporiadanie moderného kardiostimulátora. Celok uzavretý v kovovom púzde tvorí v väčšej časti lithiová batéria, ktorá musí zabezpečiť napájanie celého mikrosystému na dobu 10 až 12 rokov. Srdcom celého kardiostimulátora je hybridný integrovaný obvod, na ktorom sa nachádza celá elektronika potrebná k činnosti. Konkrétna realizácia tzv. „hybridu“ závisí na usporiadaní a spôsobe práce celého systému. Mechanické usporiadanie má vplyv na tvar vysielacej a prijímacej antény, ktorou komunikuje kardiostimulátor s programátorom. Samozrejmosťou funkciou púzdra je ochrana kardiostimulátora pred vonkajším prostredím a rušivým elektromagnetickým poľom.



Obrázek 1: Schématické usporiadanie moderného kardiostimulátora

2.4 NAPÁJANIE

Požadovaná životnosť (10 rokov) a veľkosť (hmotnosť) napájacej batérie kladie veľké nároky na jej prevedenie, kapacitu a veľkosť samovybíjacieho prúdu. V súčasnej dobe sa používajú lithiové akumulátory (Li-I a Lithium-chromit strieborný, Li-MnO₂ pre defibrilátor) s kapacitou 0,8 – 3 Ah a nominálnym napätím 2,8 V. V niektorých prípadoch je možné batérie vysokofrekvenčne dobíjať.

2.5 RIZIKO VYČERPANIA ZDROJU

Pacemakerový syndróm (PS) je komplikáciou kardiostimulácie, ktorá môže byť spôsobená vyčerpaním zdroja kardiostimulátora. Tento syndróm bol prvýkrát popísaný v roku 1969 Mitsumim, ktorý ho nazval „pacemaking syndrome“.

V konkrétnom prípade na pacientovi s DDD (D = komora a predsieň) stimuláciou bolo zistené vyčerpanie zdroja kardiostimulátora a komorová stimulácia VVI (V = komora, I = inhibícia). Po vyčerpaní zdroja bola indikovaná výmena kardiostimulátora s použitím nového dvojduťinového kardiostimulátora pripojením na pôvodné elektródy. Po zavedení fyziologickej stimulácie DDD úplne zmizli klinické problémy.

Výsledkom z tohto prípadu bol fakt, že vyčerpanie zdroja môže spôsobiť automatickú zmenu stimulácie (z DDD na VVI) samotného kardiostimulátora, čo spôsobuje pacientovi zdravotné problémy (PS).

2.6 NÁVRH NA ZLEPŠENIE ZDROJOV

Materiály, ktoré budú práve vymenované, sú síce perspektívne do budúcnosti, no stále v štádiu vývoja a nepoužívajú sa momentálne v praxi. Oba prvky majú sadu nedostatkov ako napríklad veľká nestabilita, malá spoľahlivosť a tým zatiaľ nespĺňajú požiadavky pre aplikáciu.

Li-S batérie majú vysokú teoretickú kapacitu (1675 mAh/g) a vysokú gravimetrickú hustotu energie (3200 Wh/kg). Výhodami okrem vysokej kapacity a gravimetrickej hodnoty je ľahká dostupnosť síry a jej nízka cena v porovnaní s katódovými materiálmi. Bohužiaľ sa u neho vyskytujú aj nevýhody v podobe nízkej elektrickej vodivosti a objemovej zmeny síry počas cyklovania o 80%.

Ďalším potenciálne zaujímavým elektródovým materiálom je VB_2 (diborid vanadu), ktorý sa síce v súčasnej dobe opakovateľne nabíjať nedá, ale jeho najväčšou výhodou je vysoká kapacita ako gravimetrická (5,3k Wh/kg) tak i volumetrická (približne 15k Wh/l) a to vďaka skutočnosti, že tento materiál je schopný uvoľniť až 11 elektrónov.

3 ZÁVER

Súčasná moderná technika nám umožňuje zlepšiť kvalitu života aj ľuďom, ktorí majú narušenú srdečnú aktivitu. Je priam zázrakom ako dnešná technika stále napreduje a ponúka nové a nové možnosti nielen v biomedicínskom odvetví. Na druhej strane je stále čo zlepšovať a práve aj pri zdrojoch do kardiostimulátoroch je potrebný nový vývoj a aplikácie takých výrobkov, aby umožňovali čo najmenší a najmenej častý zásah do ľudského tela.

POĎAKOVANIE

Tento príspevok vznikol za finančnej podpory projektu špecifického výskumu na VUT (projekt č. FEKT-S-17-4595, Materiály a technológie pro elektrotechniku III).

REFERENCIE

- [1] Bronzino, J. D.: Biomedical Devices and Systems. CRC Press, 2006. 83 s. 2 edition. ISBN 0-8493-2122-0.
- [2] Rozman, J. a kol.: Elektronické přístroje v lékařství. Academia, 2006. 410 s. 1 vyd. ISBN 80-200-1308-3.
- [3] Webster, J. G.: Medical Instrumentation – Application and Design. Wiley, 2009. 712 s. 3 edition. ISBN 81-2651-106-0.
- [4] BENEŠ, Jiří a kolektiv. Infekční lékařství. Galén, 2009. 1. vyd. 651 s. ISBN 978-80-7262-644-1.

ELECTRICAL PROPERTIES ANALYSIS OF EPOXY RESINS WITH VARIOUS FILLERS

Luděk Horák

Master Degree Programme (1.), FEEC BUT

E-mail: xhorak58@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Martin Frk

E-mail: martin.frk@ceitec.vutbr.cz

Abstract: Presented thesis is focused on studying electroinsulating epoxy resin-based sealings. It describes a preparation of composite epoxy resin samples with different kinds of micro-ground siliceous sand as a filling. The samples given are measured on the temperature dependency of relative permittivity and dissipation factor.

Keywords: Polymers, epoxy resin, permittivity, dissipation factor

1. ÚVOD

Epoxidové pryskyřice jsou syntetické polymery a patří do skupiny reaktoplastů. Významných vlastností nabývají až po vytvrzení, které nastává chemickou polyadiční reakcí - nedochází tedy k odštěpení vedlejších produktů. Vytvrzené produkty mají velmi dobré elektroizolační a dielektrické vlastnosti, mechanickou pevnost, elasticitu, chemickou odolnost vůči vodě, kyselinám i některým rozpouštědlům. [1]

2. PŘÍPRAVA VZORKŮ CHS-EPODUR 494-1667 S RŮZNÝM TYPEM PLNIVA

CHS-EPODUR 494-1667 (CHS = neplněná zalévací hmota, EPODUR = obchodní název, 494 = typ pryskyřice, 1667 = typ tvrdidla) je modifikovaná nízkomolekulární epoxidová pryskyřice, která se skládá ze **složky A** - epoxidové pryskyřice a polypropylenglykolu, **složky B** - tvrdidla (tetrahydromethylfalanhydridu), **složky C** - urychlovače (benzylodimethylaminu) a **složky D** - flexibilizátoru (polyethylenglykolu).

Urychlovač určuje, jak rychle se systém bude vytvrzovat. Musí se dávkovat v přesném poměru. Flexibilizátor ovlivňuje houževnatost systému a snižuje teplotu skelného přechodu. Množství flexibilizátoru, které se přidá do systému, vychází z aplikace vytvrzeného kompozitu.

Dále se do systému přidává pigmentová pasta (E-Pasta BF 135 M – BA), která se skládá z epoxidové pryskyřice a pigmentu, neovlivňuje vlastnosti vytvrzeného kompozitu, pouze určuje výsledné zbarvení.

Jako plnivo se používají různé druhy mikromletých křemenných písků:

- **vzorek 1847:** Silbond 126EST
- **vzorek 1848:** Wollastonitmehl TREMIN 283-100EST
- **vzorek 1849:** písek ST6 - Sklopísek Střeleč + Apyral 2E - Nabaltec
- **vzorek 1850:** Silbond 126EST + Hydrafil Trefil 744-300EST
- **vzorek 1851:** písek ST6 - Sklopísek Střeleč

Plnění systému jednotlivými plnivy je nastaveno tak, aby výsledná viskozita systému byla vždy stejná. Celkové složení směsi jednotlivých vzorků je uvedeno v hmotnostních dílech na 100 dílů epoxidové pryskyřice (složky A) v Tabulka 1.

Vzorek	CHS-EPODUR 494-1667				Pigment. pasta	Plnivo				
	Složka A	Složka B	Složka C	Složka D	BF135M	Silbond	Wollasto- nitmehl	ST6 / Apyral (1:4)	Silbond / Hydrafil (1:4)	ST6
1847	100	85	0,6	17	3	435	-	-	-	-
1848	100	85	0,6	17	3	-	320	-	-	-
1849	100	85	0,6	17	3	-	-	380	-	-
1850	100	85	0,6	17	3	-	-	-	368	-
1851	100	85	0,6	17	3	-	-	-	-	382

Tabulka 1: Složení jednotlivých vzorků

Dvě důkladně očištěné kovové desky velikosti 440 x 200 mm, tvořící formu, se natrou gelem na bázi silikonů, aby bylo možné po vytvrzení separovat kompozitní systém od formy. Mezi tyto desky se po třech okrajích vloží tenký proužek silikonové pryže o šířce 20 mm a tloušťce 2 mm. Následně je forma vložena na 1 h do teplotní komory předehřáté na 90 °C.

Směs se připravuje v nádobě, do které se postupně vloží všechny složky kromě urychlovače (složky C). Nádoba s hotovou směsí se ohřeje na 50 °C, tím se sníží viskozita systému a směs lze lépe promíchat. Po důkladném míchání se nechá směs 30 min odstát, aby mohly jednotlivé složky navzájem samovolně difundovat. Následně je přidán urychlovač (složka C), nádoba se zahřeje na 60 °C a celá směs se hodně rychle míchá, poté se provede odvzdušnění pomocí vakuové vývěvy.

Připravená kompozitní směs se pomalu nalévá do předem vyhřáté formy na 90 °C. Po naplnění je forma vložena do teplotní komory, kde proběhne proces vytvrzení - při teplotě 140 °C po dobu 10 h. Vytvrzená kompozitní hmota se pozvolna chladí v sušárně. Dalším krokem je nařezání vzniklé epoxidové desky, výsledný vzorek má rozměry 80 x 80 mm a tloušťku 2 mm.

3. POPIS MĚŘENÍ

Tloušťka zkoumaných vzorků o jmenovitých rozměrech 80 x 80 mm byla měřena digitálním mikrometrem Mitutoyo Series 293. Důležité je, aby byly vzorky planoparalelní, proto z 10 vzorků každé sady (1847, 1848, 1849, 1850 a 1851) bylo vybráno 5 vzorků s nejmenší směrodatnou odchylkou.

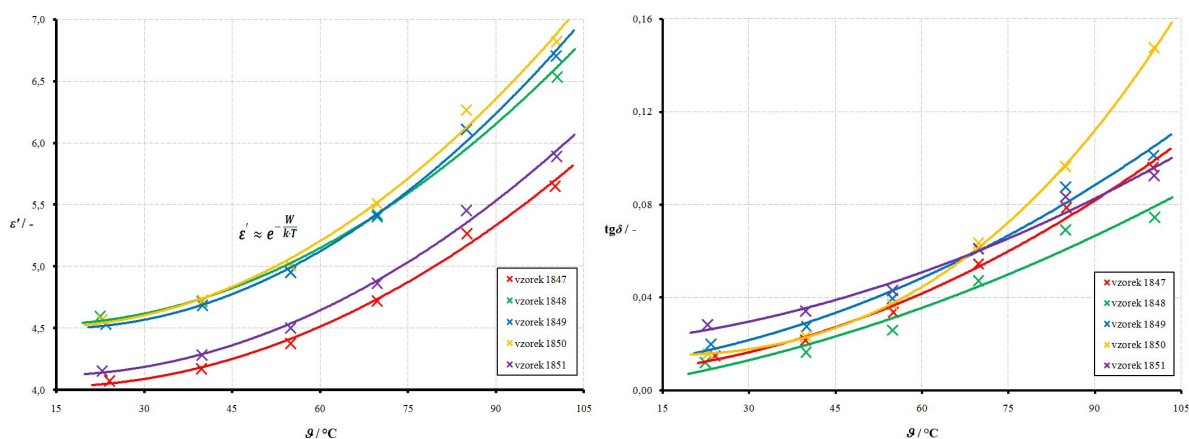
Cílem experimentu bylo zjistit závislost relativní permitivity a ztrátového činitele na napětí, přítlaku elektrod a především na teplotě. Měření probíhalo na impedančním analyzátoru Tettex 2830/2831 ve spojení s měřicím přípravkem Tettex 2914 dle normy ČSN IEC 250 [2]. Napěťová závislost byla měřena při pokojové teplotě 23 ± 1 °C, kmitočtu 50 Hz a přítlaku elektrod 5 N/cm^2 . Závislost komplexní permitivity na přítlaku elektrod byla měřena při pokojové teplotě 23 ± 1 °C, napětí 500 V a kmitočtu 50 Hz. Měření teplotních závislostí probíhalo při napětí 500 V, kmitočtu 50 Hz a přítlaku elektrod 5 N/cm^2 . Vzorky byly měřeny za teplot 23 ± 1 , 40, 55, 70, 85 a 100 °C, vždy 5x po sobě. Po dosažení požadovaných teplot se vzorek teplotně stabilizoval po dobu 30 min.

4. VYHODNOCENÍ MĚŘENÍ

Z naměřených hodnot je zřejmé, že relativní permitivita ani ztrátový činitel nejsou za daných podmínek (při teplotě 23 ± 1 °C a kmitočtu 50 Hz) závislé na přiloženém napětí (do 2000 V), ale jsou nepatrně ovlivněny velikostí přítlaku elektrod působících na měřený vzorek. S rostoucím přítlakem dochází k eliminaci parazitních vzduchových mezer a obě veličiny vykazují mírný nárůst. Při velkém přítlaku (nad 10 N/cm^2) a vyšší teplotě (nad 120 °C) by mohlo dojít k mechanické degradaci materiálu. Z tohoto důvodu byla zvolena konstantní hodnota přítlaku 5 N/cm^2 vycházející z normy ČSN IEC 250 a návodu k obsluze měřicího systému Tettex 2914.

Z grafu na Obrázek 1 lze vidět, že s rostoucí teplotou stoupá i reálná složka komplexní permitivity, přičemž závislost je možno matematicky vyjádřit exponenciálním průběhem. V uvedeném teplotním rozsahu dosahuje nejvyšších hodnot relativní permitivity (4,5 - 6,8) epoxidová sada vzorků 1850 a naopak nejnižší hodnoty (4,1 - 5,6) jsou pozorovatelné u epoxidové sady vzorků 1847.

Stejně jako relativní permitivita i ztrátový činitel vykazuje rostoucí trend se zvyšující se teplotou. Největší vliv teploty i nejhorsí výsledky jsou pozorovatelné u epoxidové sady vzorků 1850, ztrátový činitel se zvyšující se teplotou strmě stoupá (při 100 °C je roven 0,15). Nejlepších výsledků v celém teplotním rozsahu dosahuje sada vzorků 1848, při pokojové teplotě 23 ± 1 °C je ztrátový činitel roven 0,01 a při 100 °C je 0,07.



Obrázek 1: Závislost relativní permitivity (vlevo) a ztrátového činitele (vpravo) na teplotě epoxidových vzorků při napětí 500 V a kmitočtu 50 Hz

5. ZÁVĚR

Bylo připraveno 5 sad vzorků kompozitních epoxidových pryskyřic CHS-EPODUR 494-1667 s různým typem mikromletých křemenných písků jako plnivem. Stanovení hodnot elektrických materiálových veličin těchto vzorků proběhlo ve školních laboratořích diagnostických metod. Naměřené hodnoty byly matematicky aproximovány vhodnými funkcemi.

Z provedené experimentální činnosti vyplývá, že všechny analyzované epoxidové materiály vykazují velmi dobré elektroizolační vlastnosti k účelům, jež jsou předurčeny. Nejlepších elektrických vlastností je dosaženo u epoxidových pryskyřic s přidaným plnivem Wollastonitmehl TREMIN 283-100EST (vzorky 1848) a naopak nejhorsí výsledky jsou naměřeny pro epoxidy s plnivem Silbond 126EST a Hydrafil Trefil 744-300EST (vzorky 1850). Nejpoužívanější v technické praxi jsou epoxidové pryskyřice s přidaným mikromletým křemenným pískem ST6 od firmy Sklopísek Štřeleč (vzorky 1851), naměřené údaje těchto vzorků dosahují průměrných hodnot.

PODĚKOVÁNÍ

Publikace vznikla za finanční podpory projektu specifického výzkumu na VUT (projekt č. FEKT-S-17-4595, Materiály a technologie pro elektrotechniku III).

REFERENCE

- [1] MLEZIVA, J. a ŠŇUPÁREK, J. *Polymery - výroba, struktura, vlastnosti a použití*. Druhé přepracované vydání. Praha: Sobotáles, 2000. 544 s. ISBN 80-85920-72-7.
- [2] 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.

3D CONTROLLER

Lukáš Hrubý

Master Degree Programme (1) FEEC BUT

E-mail: xhruby20@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Marek Bohrn

E-mail: bohrn@feec.vutbr.cz

Abstract: The following article deals with problems of scanning of device position in space, processing of collected data about its position and sending these data to end device. In scope of this work will be created controller which will use accelerometer and magnetometer to scan its actual position in respect to Earth and it will wirelessly send its position to controlled device. Individual components for proposal are chosen based on previous experience and available documentation.

Keywords: Accelerometer, magnetometer, gyroscope, Bluetooth, 3D, controller

1 ÚVOD

Cílem této práce bylo konstrukčně a elektronicky navrhnout prostorový ovladač, který bude na základě informací ze senzoru bezdrátově odesílat údaje o své poloze v prostoru do zobrazovacího, případně ovládaného zařízení. Podobných 3D ovladačů existuje na trhu mnoho, ať už se jedná o prostorové ovladače pro orientaci v programech na úpravu 3D grafiky, pro řízení modelů a hraček, případně samotné senzory v mobilních telefonech a ostatních elektronických zařízeních.

Jedním z prvních ovladačů tohoto typu byl Cyberpuck od společnosti The Forte Technologies, který získal název díky své podobnosti s hokejovým pukem. Tento ovladač umožňoval uživatelům pohyb ve virtuální realitě nebo ve hrách pomocí náklonu vpřed, vzad, doprava, doleva maximálně o 45°. [1]

Sestavený ovladač umožňuje snímat pohyb ve všech těch osách a v jakémkoli úhlu. Je ergonomicky navržený pro použití jak v levé, tak v pravé ruce a byl kladen důraz na jednoduchost používání. Snímání polohy se provádí za pomoci akcelerometru a magnetometru, které jsou integrovány na jednom křemíkovém čipu senzoru LSM9DS0.

2 POPIS ZAŘÍZENÍ

Následující část textu se bude zabývat použitými technologiemi, bezdrátové komunikace a následně zde bude popsán návrh samotného zařízení jak po stránce konstrukční, tak elektronické a softwarové.

2.1 TECHNOLOGIE

MEMS je zkratkou pro Micro Electro Mechanical System, což je technologie, která umožňuje integraci složitých prvků na křemíkový substrát. Firma Freescale vytvořila v roce 2007 zcela novou řadu 3D akcelerometrů, které umožňují měřit zrychlení působící ve třech osách. Tyto akcelerometry se vyznačují především lepšími dynamickými vlastnostmi a nízkou spotřebou při mnohem menších rozměrech než původní komerční senzory. [2]

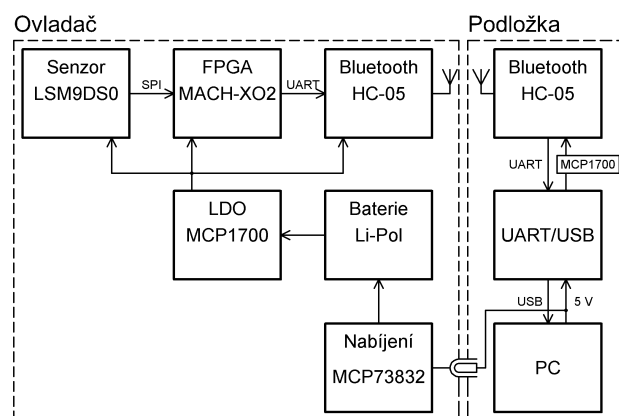
Akcelerometr MEMS snímá pomocí struktury dvou pevných a jedné plovoucí elektrody. Při působení zrychlení se pohyblivá elektroda pohybuje a způsobuje změnu kapacity, která se převede na jednoduše měřitelnou elektrickou veličinu. MEMS gyroskop pracuje

na podobném principu jako akcelerometr. Struktura osciluje na předem známé frekvenci a v případě působení Coriolisovy síly při otáčení senzoru se kapacita kondenzátoru mění. Nejvyužívanější MEMS magnetometry pracují na principu Hallova jevu, kdy se na tenkém kovovém plátku, který je vložen do magnetického pole, měří napětí. [3]

Pro jednoduchou manipulaci s ovladačem je nutno zajistit bezdrátovou komunikaci a samostatné napájení pomocí baterie. K zajištění minimální spotřeby byl zvolen Bluetooth modul, který má sice menší dosah než podobné Wi-Fi moduly, ale tato nevýhoda je výrazně kompenzována jeho spotřebou. Bluetooth komunikaci v dnešní době umožňují téměř všechna komunikační zařízení.

2.2 ELEKTRICKÝ NÁVRH ZAŘÍZENÍ

Celý systém prostorového ovladače se skládá ze dvou hlavních bloků. Samotného ovladače a podložky, která je připojena přes USB k počítači a zároveň umožňuje nabíjení ovladače. Blokové schéma systému je znázorněno na obrázku č.1.



Obrázek 1: Blokové schéma

Hlavním prvkem ovladače je obvod FPGA MACH-XO2-1200, který zpracovává odeslané informace ze senzoru a předává je dále do Bluetooth modulu. Pro napájení obou obvodů jsou v zařízení dva lineární napěťové regulátory, které zajišťují 1,2 V a 3,3 V napájení pro obvod FPGA a HC-05 modulu. Celé zařízení je napájené z Li-Pol baterie s kapacitou 850 mAh, která při plném zatížení (proudu asi 40 mA) vystačí s dostatečnou rezervou na 8 hodin provozu.

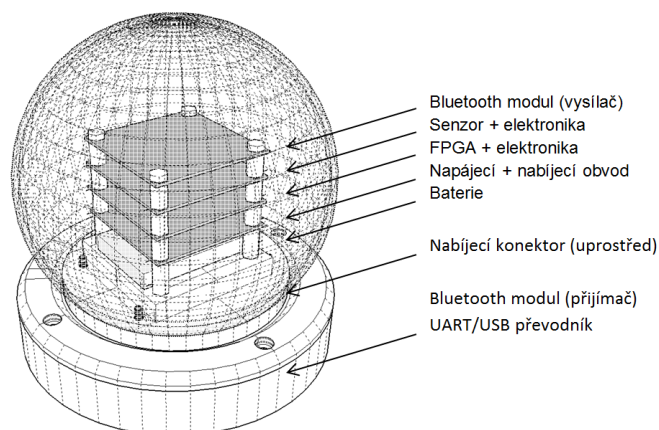
Podložka tvoří přijímač a zároveň slouží jako nabíjecí stanice. Nabíjecí obvod MCP73832 používá CCCV metodu nabíjení, kdy se nejprve nabíjí konstantním proudem a poté konstantním napětím. Maximální nabíjecí proud do baterie je omezen řídicím rezistorem na 300 mA, doba do plného dobití zařízení je tedy asi 2,5 hod. Omezení proudu je především z důvodu tepelných ztrát uvnitř uzavřeného obalu pro zajištění dostatečného odvodu tepla.

V podložce se dále nachází převodník UART rozhraní na USB rozhraní, který předává bezdrátově přijaté informace do koncového zařízení, v tomto případě počítače.

2.3 MECHANICKÝ NÁVRH ZAŘÍZENÍ

Z důvodu zajištění dostatečné ergonomie je celý ovladač navržen ve tvaru koule, která má seříznutou spodní plochu. Tato plocha byla vytvořena hlavně z důvodu jednoduchého sesazení na nabíjecí podložku a dále pak pro zabránění nechtěného pádu při odložení. Díly ovladače byly vytvořeny na 3D tiskárně.

Pro přesné snímání bylo nutno umístit senzor do středu koule. Byla tedy zvolena sestava několika desek plošných spojů nad sebou, které plní jednotlivé funkce. Propojení jednotlivých desek je realizováno pomocí pinových lišt, které jsou umístěny po okrajích. Tyto lišty zajišťují distribuci napájení a komunikačních signálů. Dostatečnou mechanickou pevnost pak celé sestavě dodávají distanční sloupky umístěné v rozích. Viz obrázek č.2.



Obrázek 2: Grafická vizualizace zařízení

2.4 ZPRACOVÁNÍ NAMĚŘENÝCH DAT

Počítačem přijatá data jsou programem přepočítána na jednotlivé úhly a následně vykreslena do tří vektorů umístěných do modelu síťované koule. Tento způsob zpracování byl zvolen především pro jednoduchou demonstraci otočení zařízení, jelikož data se předávají v reálném čase, a je tedy vidět, jak vektory přesně opisují natočení ovladače.

3 ZÁVĚR

Vytvořený model prostorového ovladače demonstruje využití akcelerometrických a magnetometrických senzorů. Gyroskop, který je v obvodu LSM9DS0, by bylo možné využít především pro zpřesnění výsledků při prudkých pohybech, ovšem kombinace akcelerometru a magnetometru je dostačující vzhledem k faktu, že pro měření polohy využívají absolutních soustav.

Obnovovací frekvence natočení v grafickém zobrazení je 10 Hz. Tato rychlost je dostatečná pro demonstraci pohybu zařízení, ale pro praktické využití by bylo nutné ji zvýšit. Hlavním limitem této frekvence je především UART rozhraní, které aktuálně komunikuje s rychlostí 38 400 bps. FPGA design zabírá zhruba 25 % dostupných náhledových tabulek, 8 % registrů a jeho maximální frekvence je 160 MHz. Zařízení je schopné určit jeho aktuální natočení s přesností 1°.

Elektroniku v zařízení se podařilo zrealizovat menší, než se původně očekávalo. Je zde tedy možnost zmenšení celého ovladače pro pohodlnější manipulaci a ovládání. V další verzi by byla odstraněna ostrá hrana seříznuté strany koule, která způsobuje nepohodlné uchopení.

REFERENCE

- [1] Cyberpuck VR Game Controller [online] 2006, mindflux.com [cit. 10-12-2015] Dostupné z: <http://www.mindflux.com.au/products/iis/cyber.html>
- [2] Antonín VOJÁČEK - Jak pracují nové 3D MEMS akcelerometry Freescale [online] 2007, hw.cz [cit. 11- 12-2015] Dostupné z: <http://vyvoj.hw.cz/soucastky/jak-pracuji-nove-3d-mems-akcelerometry-freescale.html>
- [3] Maria Teresa TODARO, Leonardo SILEO, Massimo De VITTORIO - Magnetic Field Sensors Based on Microelectromechanical Systems (MEMS) Technology [online - PDF] University of Salento, Italy, InTech Europe [cit. 11-12-2015] Dostupné z: <http://cdn.intechopen.com/pdfs/30946.pdf>
- [4] HRUBÝ, L. Prostorový ovladač. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií. Ústav mikroelektroniky, 2016. 42 s., 12 s. příloh. Vedoucí bakalářské práce Ing. Marek Bohrn, Ph.D..

DESIGN OF LATCHED COMPARATOR

Jan Matěj

Master Degree Programme (2), FEEC BUT

E-mail: xmatej44@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Roman Prokop

E-mail: prokop@feec.vutbr.cz

Abstract: This paper deals with design methods and optimization techniques of dynamic latched comparators. It compares latched and continuous comparators and describes their principle. Then it analyses latched comparators with respect to the offset, speed and kickback noise. It shows practical comparator design focused on offset precision and kickback reduction.

Keywords: Comparator, latched comparator, offset, propagation delay, kickback noise

1 ÚVOD

V moderních integrovaných obvodech je velmi často porovnáván měřený signál pomocí komparátoru. Typickým příkladem jsou analogově číslicové převodníky, kde je komparátor integrálním prvkem všech typů těchto obvodů. Běžně se používají klasické v čase spojitě komparátory, které však skýtají nevýhodu konstantní proudové spotřeby. Na rozdíl od těchto komparátorů jsou dynamické komparátory spínány s hodinovým signálem. Mají tak dva stavy, ve kterých se mohou nacházet. Resetovací a vyhodnocovací stav. V resetovacím stavu jsou výstupní elektrody nabitý na stejnou úroveň. Jakmile se obvod dostane do vyhodnocovacího stavu, jsou díky značnému zisku kladné zpětné vazby výstupy překlopeny do stavu logické 1 či 0. Z těchto poznatků plyne, že statická spotřeba je velmi malá, jelikož proud protéká pouze v krátkém čase na počátku vyhodnocovacího stavu, obvod je již ze své podstaty synchronní. Rozkmitání nenastává. Návrh dynamického komparátoru je však složitější než návrh klasického, jelikož se jeho parametry, například režimy tranzistorů, mění v čase. Tento článek se proto zabývá zejména metodami návrhu a optimalizací parametrů spínaných komparátorů. Rovněž předkládá praktický návrh komparátoru v 0,25μm CMOS technologii.

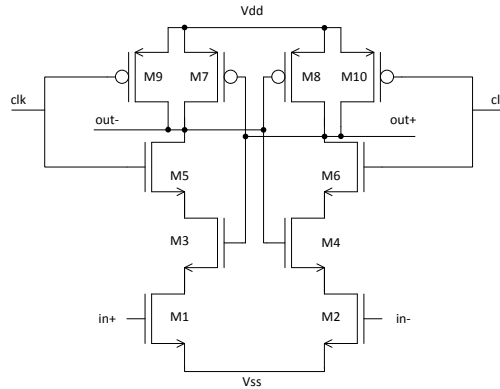
2 ANALÝZA PARAMETRŮ DYNAMICKÝCH KOMPARÁTORŮ

Stejně jako u jiných komparátorů, sledujeme u dynamických řadu parametrů. K nejdůležitějším patří napěťová nesymetrie a přenosové zpoždění. Dále pak spínací rušení, jež vzniká při přechodu komparátoru mezi výše popsanými stavy. V této kapitole budou tyto vlastnosti rozebrány pro dynamický komparátor typu Lewis – Gray na obrázku 1.

2.1 NAPĚŤOVÁ NESYMETRIE

Náhodnou nesymetrii lze definovat jako statistický parametr, kdy zkoumáme míru odchylky od střední hodnoty v případě rozmítání výrobních parametrů jednotlivých součástek. [1] Hodnota, která slouží k porovnání jednotlivých výsledků, je směrodatná odchylka sledované veličiny značená σ . Proudovou nesymetrii MOS tranzistoru lze vyjádřit pomocí upravené Pelgromovy rovnice (2.1.1) [2], kdy uvažujeme rozptyl transkonduktančního parametru a prahového napětí.

$$\sigma_{I_D} = I_D \cdot \sqrt{\frac{A_{K_P}^2}{W \cdot L} + S_{K_P}^2 + \frac{2 \frac{W}{L} \cdot K_P}{I_D} \cdot \left(\frac{A_{V_T}^2}{W \cdot L} + S_{V_T}^2 \right)} \quad (2.1.1)$$



Obrázek 1: Komparátor typu Lewis – Gray

Jelikož tranzistory M5, M6, M9 a M10 zde slouží pouze jako přepínače, je možné jejich vliv zanedbat. Změna napětí na vstupech způsobenou rozptylem parametrů K_P a V_{TH} tranzistorů M1, M2, M3, M4, M7 a M8 se dá vyjádřit jako geometrický součet všech těchto nekorelovaných vlivů (2.1.2).

$$\sigma_{V_{off}} = \frac{\sqrt{2} \cdot I_D}{g_{m1}} \cdot \sqrt{\sigma_{I_{D1}}^2 + \sigma_{I_{D2}}^2 + \sigma_{I_{D3}}^2} \quad (2.1.2)$$

Protože se vstupní páry nacházejí v lineárním režimu, změna transkonduktance s poměrem šířky a délky vstupních tranzistorů vykazuje menší strmost než změna proudu, je nezbytné, aby měly vstupní páry, co možná nejmenší šířku.

2.2 PŘENOSOVÉ ZPOŽDĚNÍ

Je to doba, za kterou se informace ze vstupu přenesou na výstup, definuje maximální frekvenci. Můžeme předpokládat, že každá změna na vstupu obvodu se zesílí na výstup a roste exponenciálně s časem. [2] Potom celkové přenosové zpoždění můžeme spočítat pomocí rovnice 2.2.1.

$$t_p = C \cdot \frac{2g_{dsM1} + gm_{M3}}{gm_{M3} \cdot (4g_{dsM1} + gm_{M3})} \cdot \ln \left(\frac{4g_{dsM1} + gm_{M3}}{gm_{M1}} \cdot \frac{\frac{1}{2} \cdot V_{DD}}{V_{in}} \right) \quad (2.2.1)$$

Ačkoliv by se na první pohled mohlo zdát, že vysoké rychlosti lze dosáhnout zvýšením poměru $\frac{W}{L}$ vstupních tranzistorů, není tomu tak. Při zvyšování šířky hradla s konstantní délkou totiž dochází kvůli triodovému režimu vstupních tranzistorů k saturaci proudu tekoucím obvodem, zatímco kapacita nadále roste. Proto je nezbytné pro co nejvyšší rychlost volit správnou šířku a co nejmenší délku hradel tranzistorů. Tento požadavek jde proti pravidlům pro nízkou hodnotu napěťové nesymetrie.

2.3 SPÍNACÍ RUŠENÍ

Spínací rušení je signál, který vzniká při spínání dynamických komparátorů při změně mezi vyhodnocovacím a resetovacím režimem. Je dán prudkou změnou napětí na hradlech spínacích tranzistorů. Problémem je, že se objevuje na vstupech komparátoru, což je v případě použití napěťových referencí, které slouží pro další části systému, nežádoucí. Velikost spínacího rušení je závislá na velikosti kapacit tranzistorů. Možností, jak rušení omezit, je zmenšení tranzistorů na vstupech. To však přináší zásadní nevýhody z hlediska napěťové nesymetrie. Dalšími možnostmi jsou MOS kapacity zapojené tak, aby eliminovaly změny. Lze také využít předzesilovače, který zmenší svým ziskem toto rušení.

3 NÁVRH DYNAMICKÉHO KOMPARÁTORU

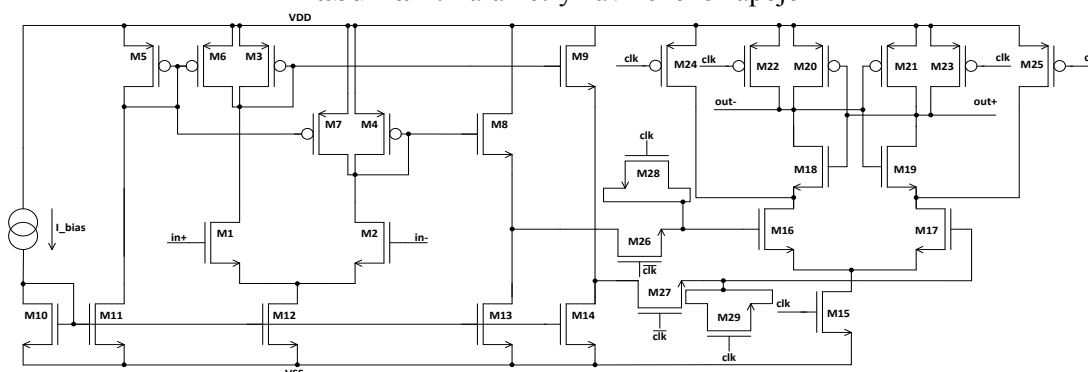
Navržený dynamický komparátor s předzesilovačem je na obrázku 2. Pro potlačení šumu, zlepšení vstupní napěťové nesymetrie a potlačení vlivu souhlasného napětí na vstupech komparátoru je na vstupu dynamického komparátoru předzesilovač. Základem je jednoduchý diferenční stupeň s dio-

dovou zátěží. Ta zde nahrazuje rezistorovou zátěž kvůli úspoře plochy obvodu. Zesílení předzesilovače tak není vysoké, přibližně 23 dB. Pro snížení transkonduktance diodové zátěže a zvýšení dynamické impedance jsou k tranzistorům M3 a M4 paralelně připojeny tranzistory M6 a M7. Ty odebírají dvě třetiny proudu tekoucího do elektrody drain tranzistorů M1 a M2. Tím však dochází ke zvýšení napětí na hradlech M3 a M4. Proto jsou zde zapojeny tranzistory M8 a M9, které posunují napětíovou úroveň na výstupu obvodu.

Další částí je samotný dynamický komparátor, který vychází ze zapojení zvaného Sense Amplifier. Na rozdíl od zapojení Lewis – Gray z obrázku 1 má toto zapojení výhodu v tom, že na začátku vyhodnocovací fáze se vstupní tranzistory M16 a M17 nacházejí v saturačním režimu. Mají tak mnohem vyšší transkonduktanci a protéká jimi větší proud. Díky tomu má zapojení menší směrodatnou odchylku vstupní napětíové nesymetrie a také je rychlejší. Pro prodloužení doby, po kterou se vstupní tranzistory nacházejí v režimu saturace jsou zde tranzistory M24 a M25. Pro potlačení spínacího rušení jsou do obvodu zařazeny tranzistory M26 a M27, které oddělí dynamický komparátor v době, kdy je tranzistor M15 sepnut. Jelikož však tato úprava značně zvýší přenosové zpoždění, jsou zde MOS kapacity M28 a M29, které na začátku vyhodnocovací fáze poskytnou potřebný náboj navíc, díky čemuž je obvod rychlejší. Parametry navrženého zapojení jsou v tabulce 1.

Parametr	Dynamický komparátor s předzesilovačem			
	Min	Průměr	Max	σ
Proudová spotřeba [uA]	0,95	1,07	1,20	0,04
Vstupní nap. nesymetrie [mV]	-2,58	0,21	3,42	1,28
Přenosové zpoždění [ns]	20,96	25,56	37,46	3,35
Spínací rušení [mV]	1,35	1,43	1,50	0,03
Plocha [μm^2]	410			

Tabulka 1: Parametry navrženého zapojení



Obrázek 2: Navržené zapojení dynamického komparátoru

4 ZÁVĚR

Článek se věnoval návrhu dynamických komparátorů. V kapitole 2 jsou nejdůležitější vlastnosti těchto obvodů analyzovány. V následující kapitole je těchto znalostí využito pro praktický návrh dynamického komparátoru s předzesilovačem s ohledem na potlačení napětíové nesymetrie a spínacího rušení. Obvod nabízí při nízkém průměrném statickém odběru 1 μA směrodatnou odchylku napětíové nesymetrie 1,28 mV. Spínací rušení bylo pomocí oddělovacích tranzistorů a předzesilovače sníženo na asi 1,5 mV a přenosové zpoždění se pohybuje do 38 ns. Plocha zapojení je asi 410 μm^2 .

REFERENCE

- [1] A simple and accurate method to predict offset voltage in dynamic comparators. *2008 IEEE International Symposium on Circuits and Systems* [pdf]. 2008 [cit. 2017-3-13]
- [2] GOLL, Bernhard a Horst ZIMMERMANN. *Comparators in nanometer CMOS technology*. 1. New York: Springer, 2014. ISBN 978-366-2444-818

Magisterské projekty

Teoretická elektrotechnika,
fyzika a matematika,
Silnoproudá elektrotechnika a
elektroenergetika

PERMANENT MAGNET ASSISTED SYNCHRONOUS RELUCTANCE MOTOR

Ladislav Knebl

Master Degree Programme (2), FEEC BUT

E-mail: xknebl03@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Čestmír Ondrůšek

E-mail: ondrusek@feec.vutbr.cz

Abstract: In these days, there is big emphasis put on electric motors efficiency, the best efficiency can be achieved with surface mounted permanent magnet (SMPM) motor. The SMPM motors efficiency may be even in cases of small machines, higher than 90%. Unfortunately this kind of motor is expensive, because neodymium magnets are used. The synchronous reluctance assisted motor (SRAM) topology is one of many possible machines that might in some cases replace the SMPM machines. Because cheap ferrite magnets are used and still similar characteristics can be achieved.

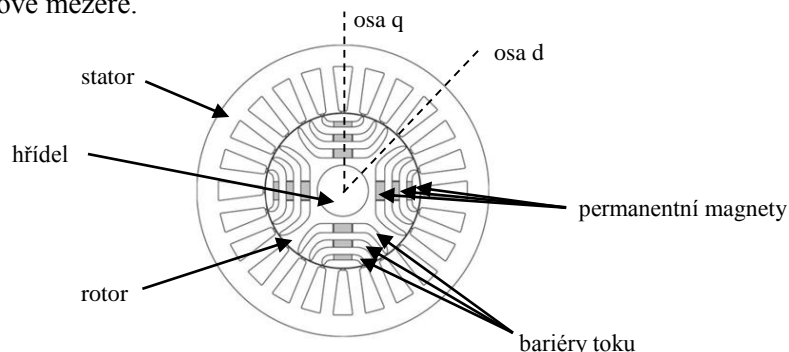
Keywords: permanent magnet assisted synchronous reluctance motor, permanent magnet synchronous motor, ferrite magnets, permanent magnet, finite element analysis, synchronous reluctance motor.

1 ÚVOD

V posledních 20 letech dosáhl výzkum a vývoj synchronního reluktančního motoru (SRM) takové úrovně, že se výrobou tohoto typ motoru začaly zabývat i komerční firmy. SRAM lze označit za vylepšenou verzi SRM. Ačkoli jsou si obě topologie velice podobné, geometrie SRAM profituje z použití permanentních magnetů. Permanentní magnety, které jsou vloženy v rotoru, vytvářejí elektromagnetický moment a zároveň zvyšují účinnost motoru, tedy redukuje některé z nevýhod SRM.

2 SYNCHRONNÍ RELUKTANČNÍ ASISTOVANÝ MOTOR

SRAM lze zařadit do kategorie synchronních motorů s vnořenými magnety v rotoru. Na obrázku č. 1 je uvedena SRAM geometrie s popisem základních částí. Motor se skládá ze stacionární části složené z plechů nazývané stator a rotující části, nazývané rotor. Rotor je podobně jako stator složen z plechů, ve kterých jsou vytvořeny oblasti nazývané „bariéry toku“. V těchto bariérách toku jsou vloženy permanentní magnety. Plechy jsou nalisovány na hřídeli, která se otáčí a přenáší moment vytvořený ve vzduchové mezeře.



Obrázek 1: Geometrie synchronního reluktančního asistovaného motoru s popisem [1]

V literatuře [2] je uvedeno několik příčin, které mohou způsobit problémy při výrobě motorů s permanentními magnety umístěnými na povrchu rotoru. Od problémů s kvalitou lepidla, přes na-

nesení nerovnoměrné vrstvy lepidla až po dislokaci magnetů, tím vzniku parazitního reluktančního momentu. U geometrie SRAM tyto problémy odpadají, dále se nabízí možnost použití levných feritových magnetů. Magnety jsou vloženy do navržených bariér bez potřeby použití lepidla, tím dosáhneme velkého zjednodušení a zrychlení výroby. Nevýhodou této geometrie avšak zůstává menší mechanická pevnost rotoru, což může činit problém v případě vyšších otáček.

3 MATEMATICKÝ POPIS SRAM

Matematická definice vychází z d-q souřadného systému, přičemž osy jsou orientovány tak, že d-osa leží v místě s největší magnetickou vodivostí a je posunuta za osu q o 90° elektrických (viz. Obrázek 1:). Pro jednotlivé napětí a spřažené toky můžeme napsat rovnice:

$$u_d = R_d \cdot i_d + \frac{d\psi_d}{dt} - \omega \cdot \psi_q \quad (1)$$

$$u_q = R_q \cdot i_q + \frac{d\psi_q}{dt} + \omega \cdot \psi_d \quad (2)$$

$$\psi_d = L_d \cdot i_d \quad (3)$$

$$\psi_q = L_q \cdot i_q - \psi_{PM} \quad (4)$$

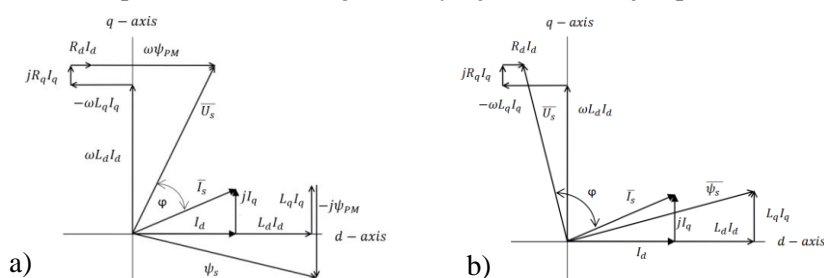
Kde v rovnicích (1-4) veličiny u , R , i , ψ představují napětí, odpor, proud a spřažený tok, dle indexu ose d, či q. Veličina ω je úhlová el. rychlost. Pro elektromagnetický moment motoru platí:

$$M_{mot} = \frac{3}{2} \cdot p \cdot [\psi_{PM} \cdot i_d + (L_d - L_q) \cdot i_d \cdot i_q] \quad (5)$$

Kde podobně jako v rovnicích (1-4) i , L podle indexu představují proud a indukčnost podle indexu v ose d či q. Veličina ψ_{PM} představuje spřažený tok PM a p je počet pólových dvojic motoru.

V rovnici č. 5 je ukázáno, že spřažený tok magnetu ψ_{PM} vytváří elektromagnetický moment. Moment je tvořen i mag. asymetrií (rozdíl mezi L_d a L_q), tato část momentu se nazývá reluktanční.

Při uvažování ustáleného stavu může být vytvořen fázorový diagram. Z porovnání fázorových diagramů je zřejmé, že tok permanentních magnetů zvyšuje účinnost stroje oproti klasickému SRM.



Obrázek 2: Porovnání fázorových diagramů SRAM a) a SRM (b)

Ve fázorových diagramech označují veličiny R , L , I , ψ odpory, indukčnosti, proudy a spřažené toky, veličiny jsou indexem rozlišeny pro osu d a osu q. Přičemž \overline{U}_s , \overline{I}_s , $\overline{\psi}_s$ označují statorové napětí, proud statoru respektive spřažený tok statoru. Z úhlu φ mezi \overline{U}_s , \overline{I}_s se určí účinnost motoru $\cos \varphi$.

4 ELEKTROMAGNETICKÝ NÁVRH SRAM

Elektromagnetický návrh synchronního reluktančního asistovaného motoru byl proveden v softwaru FEMAG využívající metody konečných prvků (MKP). Skript pro tvorbu parametrického modelu je vytvořen v jazyce LUA. El. model byl při výpočtech buzen proudově. Poté byl zahájen vývoj motoru, požadavkem byl jmenovitý moment 6,7 Nm při otáčkách 2450 ot/min s účinností splňující normu IE4 (>90%). Přičemž vnější průměr statoru je limitován na 135 mm.

Vývoj probíhal způsobem, že byly propočítány různé kombinace počtu pólů a drážek, přičemž ideální poměr počtu pólů k počtu drážek na fázi byl nalezen $q=1,5$ a to hlavně z pohledu zvlnění momentu. Byly provedeny různé parametrické analýzy, které se týkaly počtu bariér toku v rotoru nebo i šířky statorového zubu. Výsledkem byl motor s kombinací počtu drážek statoru a pólů 36/8 a feritovými magnety ve dvou bariérách toku s délkou paketu 68mm.

5 VÝROBA A SROVNÁNÍ PROTOTYPU S MKP MODELEM

Navržený motor byl vyroben a následně v laboratoři proměřen. V následující tabulce č. 1 jsou srovnány naměřené hodnoty s hodnotami vypočtenými pomocí MKP:

Veličina	MKP	Prototyp	Rozdíl v %
Proud odebíraný strojem	4,4 A	4,408 A	0,182 %
Moment	6,748 Nm	5,46 Nm	-19,1 %
Účinnost	91 %	86,2 %	-5,3 %
Účinník	0,746	0,74	-0,8 %
Teplota magnetů	80 °C	119,8 °C	49,8 %

Tabulka 1: Požadavky a naměřené hodnoty na synchronním reluktančním asistovaném motoru

Vyrobený prototyp nedosáhl požadovaného momentu, je nutné zjistit chyby ve výpočtu (konečně prvková síť, materiálové konstanty). Rozdíl momentu mezi vypočteným modelem a prototypem může být způsoben technologickým postupem, jelikož plechy byly vyrobeny laserováním. Laserování zhoršuje magnetické vlastnosti plechů a tím i moment a zvyšuje i ztráty, tím i teplotu magnetů. Důležité bude odhalení příčiny proč je teplota permanentních magnetů tak vysoká oproti předpokladu a to téměř o 40°C (49,8%). Teplota byla porovnána na základě indukovaného napětí stroje, kde byl zjištěn spřažený tok magnetů, ze kterého byla odečtena teplota z datového listu výrobce. Teplota v magnetech pro výpočet v softwaru FEMAG vycházela z předchozích zkušeností při návrhu strojů s vnořenými magnety v rotoru. Jelikož tepelný výpočet nenasvědčoval zvýšené teplotě, nebyla návrhová teplota upravována.

6 ZÁVĚR

Tento článek představuje geometrii synchronního reluktančního motoru s jeho výhodami i nevýhodami. Dále byl na základě vytvořeného MKP modelu vyroben prototyp, který byl ověřen měřením. Ačkoli nebyly dosaženy vypočtené hodnoty z MKP modelu, posloužil prototyp pro zpřesnění výpočtů a získání zkušeností, které budou v dalších návrzích bezesporu velice cenné.

PODĚKOVÁNÍ

Autor děkuje doc. Ing. Čestmírovi Ondrůškovi, Csc. a Ing. Jiřímu Kurfürstovi, Ph.D. za odborné vedení celé doposud provedené práce v praktické i teoretické oblasti.

REFERENCE

- [1] BARCARO, Massimo. *Design and Analysis of Interior Permanent Magnet Synchronous Machines for Electric Vehicles*. Padova, 2011. Doctoral thesis. Università degli studi di Padova. Supervisor Ch.Mo Prof. Nicola Bianchi.
- [2] VÍCHA, Adam. *Vlivy výrobních tolerancí permanentních magnetů na synchronní motory s permanentními magnety*. Vysoké učení technické v Brně. Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2016.

OPTIMAL PARAMETERS OF GENERALIZED LAGUERRE FUNCTIONS

Vilém Kárský

Master Degree Programme (2), FEEC BUT

E-mail: xkarsk01@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Pavel Jura

E-mail: jura@feec.vutbr.cz

Abstract: This article concentrates on the Laguerre functions and on choosing optimal values of their free parameters. On an example there are compared errors in approximation using the Laguerre functions with different values of their free parameters. These free parameters were at first firmly selected, then they were calculated using mathematical moments, and in the end, their values were further corrected using the Newton's method.

Keywords: Laguerre functions, Laguerre polynomials, Free parameters, Approximation, Newton's method

1 ÚVOD

Zobecněné Laguerrovy polynomy, považmo funkce, tvoří ortogonální bázi na intervalu $\langle 0, \infty \rangle$, díky čemuž jsou vhodné k aproximaci signálů. Ovšem tyto funkce mají dva volitelné parametry σ a α , jejichž vhodnou volbou lze ovlivnit chybu aproximace. Volba těchto parametrů není úplně snadná. V tomto článku se zabývám volbou těchto parametrů.

2 LAGUERROVY FUNKCE

Laguerrovy funkce jsou odvozeny ze zobecněných Laguerrových polynomů, které jsou podle [1] ortogonální na intervalu $\langle 0, \infty \rangle$ s váhovou funkcí $x^\alpha e^{-x}$. Platí tedy vztah

$$\frac{n!\sigma}{\Gamma(n+\alpha+1)} \int_0^\infty (\sigma x)^\alpha e^{-\sigma x} L_n^\alpha(\sigma x) L_m^\alpha(\sigma x) dx = \begin{cases} 0 & \text{pro } n \neq m \\ 1 & \text{pro } n = m, \end{cases} \quad (1)$$

kde $\Gamma(x)$ je Gama funkce a $L_m^\alpha(\sigma x)$ je Laguerrovův polynom řádu n s parametry α a σ . Z tohoto vztahu lze odvodit Laguerrovy funkce ve tvaru

$$l_n^\alpha(\sigma x) = \sqrt{\frac{n!\sigma}{\Gamma(n+\alpha+1)}} (\sigma x)^{\frac{\alpha}{2}} e^{-\frac{\sigma x}{2}} L_n^\alpha(\sigma x). \quad (2)$$

Ze vztahů (1) a (2) vyplývá vztah

$$\int_0^\infty l_n^\alpha(\sigma x) l_m^\alpha(\sigma x) dx = \begin{cases} 0 & \text{pro } n \neq m \\ 1 & \text{pro } n = m. \end{cases} \quad (3)$$

3 VOLBA VOLNÝCH PARAMETRŮ LAGUERROVÝCH FUNKCÍ

V článcích [2, 3] jsou uvedeny vztahy pro výpočet "dobrých" hodnot volných parametrů, tyto vztahy jsou

$$\begin{aligned}\sigma &= 2\sqrt{\frac{m_{-1}m_2}{|m_1m_{-1} - m_0^2|}}, \\ \alpha &= \frac{m_0}{m_{-1}}\sigma,\end{aligned}\tag{4}$$

kde

$$\begin{aligned}m_{-1} &= \langle f(x), x^{-1}f(x) \rangle, & m_1 &= \langle f(x), xf(x) \rangle, \\ m_0 &= \langle f(x), f(x) \rangle, & m_2 &= \langle f'(x), xf'(x) \rangle,\end{aligned}\tag{5}$$

kde $\langle f(x), g(x) \rangle$ značí skalární součin funkcí $f(x)$ a $g(x)$. Ale v článku [2] autor uvádí, že takto získané parametry jsou sice "dobré", ale ne nejlepší, a je možné je zlepšit. Dále autor uvádí vztahy pro parciální derivaci kvadratické chybové funkce aproximace řádu M podle parametru σ

$$\frac{\partial \xi}{\partial \sigma} = \frac{\sqrt{M(M+\alpha)}}{\sigma} c_{M-1}(\alpha, \sigma) c_M(\alpha, \sigma),\tag{6}$$

kde $c_{M-1}(\alpha, \sigma)$ a $c_M(\alpha, \sigma)$ jsou koeficienty spektra aproximované pomocí Laguerrových funkcí. Z tohoto vztahu vyplývá, že parciální derivace chybové funkce bude nulová, pokud bude $c_{M-1}(\alpha, \sigma) = 0$ nebo $c_M(\alpha, \sigma) = 0$, a tudíž bude chyba aproximace řádu M nejmenší. Dále autor uvádí vztah pro výpočet parciální derivace koeficientu c_m podle parametru σ :

$$\frac{\partial c_m(\alpha, \sigma)}{\partial \sigma} = \frac{\sqrt{(m+1)(m+\alpha+1)}}{2\sigma} c_{m+1}(\alpha, \sigma) - \frac{\sqrt{m(m+\alpha)}}{2\sigma} c_{m-1}(\alpha, \sigma).\tag{7}$$

Jelikož známe koeficient c_m a jeho parciální derivaci podle σ , můžeme pomocí Newtonovy iterační metody upravit koeficient σ tak, aby byl koeficient c_m nulový. Tímto se dostaneme do lokálního minima chybové funkce a tím zlepšíme aproximaci. Výsledný iterační vztah je

$$\sigma(k+1) = \sigma(k) - \frac{c_m(\alpha, \sigma)}{\frac{\partial c_m(\alpha, \sigma)}{\partial \sigma(k)}}.\tag{8}$$

Při implementaci jsem v každém kroku upravoval i koeficient α podle vztahu (4).

4 UKÁZKA APROXIMACE

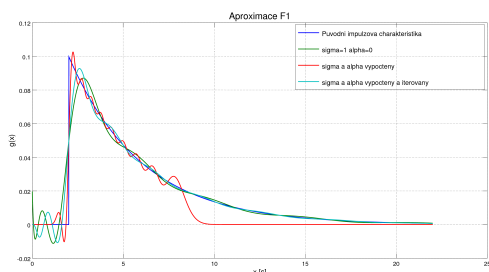
Pro ukázkou jsem aproximoval impulzní charakteristiky dvou systémů s dopravním zpožděním. Přenosy těchto soustav jsou

$$\begin{aligned}F_1(p) &= \frac{10}{4p+1} e^{-2p}, \\ F_2(p) &= \frac{p-2}{2p^2+p+1} e^{-2p}.\end{aligned}\tag{9}$$

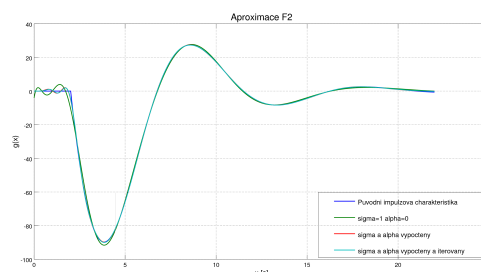
Obě soustavy jsem aproximoval pomocí Laguerrových funkcí do 20. řádu. Nejprve byla provedena aproximace Laguerrovými funkcemi s koeficienty $\alpha = 0$ a $\sigma = 1$; to by odpovídalo Laguerrovým funkcím, které jsou odvozeny z klasických Laguerrových polynomů. Následně byla provedena aproximace, kdy koeficienty α a σ byly dopočteny podle vztahů (4), a nakonec byla funkce aproximována pomocí Laguerrových funkcí, kdy byly koeficienty získány pomocí vztahů (4) a následně doiterovány pomocí vztahu (8). Na obrázcích 1 a 2 můžeme vidět, jak vypadají původní a aproximované impulzní charakteristiky.

Tabulka 1: Srovnání parametrů aproximace

	α a σ nastaveny			α a σ vypočteny (4)			α a σ vypočteny (4) a iterovány (8)		
	α	σ	e [%]	α	σ	[%]	α	σ	[%]
$F_1(p)$	0	1	4,81	83,67	24,91	4,63	7,57	2,25	3,35
$F_2(p)$	0	1	0,19	17,24	4,24	0,023	19,08	4,69	0,019



Obrázek 1: Aproximace F1



Obrázek 2: Aproximace F2

Chybu aproximace jsem počítal podle vztahu

$$e = \frac{\int_0^{\infty} |f(x) - f_{aprox}(x)|^2 dx}{\int_0^{\infty} |f(x)|^2 dx} 100 \quad [\%]. \quad (10)$$

V tabulce 1 můžeme vidět hodnoty volitelných koeficientů a výslednou chybu aproximace.

5 ZÁVĚR

Je vidět, že výše uvedeným způsobem je možné zlepšit aproximaci Laguerrovými funkcemi. Ovšem v průběhu testování jsem narazil na problém, že pokud je aproximovaná funkce místy příliš strmá (například skoková změna hodnoty), vycházejí koeficienty α a σ řádově stovky až tisíce. A kvůli tomu již dochází k numerické nestabilitě z důvodu příliš velkých čísel (při výpočtu koeficientu c_m se počítá člen $(\sigma x)^\alpha$).

6 PODĚKOVÁNÍ

Chtěl bych velmi poděkovat panu Prof. Ing. Pavlu Jurovi, CSc. za odborné vedení práce, cenné rady a za trpělivost.

REFERENCE

- [1] Káráský, V.: ORTOGONÁLNÍ BÁZE A JEJICH APLIKACE VE ZPRACOVÁNÍ SIGNÁLU: bakalářská práce. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav automatizace a měřicí techniky, 2015. 77 s. Vedoucí práce byl prof. Ing. Pavel Jura, CSc.
- [2] Belt, H.J.W. a A.C. den Brinker.: Optimal parametrization of truncated generalized Laguerre series. 1997 IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing. 1997. DOI: 10.1109/icassp.1997.604708.
- [3] Brinker, A.C. den a H.J.W. Belt.: Optimal free parameters in orthonormal approximations. IEEE Transactions on Signal Processing. 1998, 46(8): 2081- 2087. DOI: 10.1109/78.705414.

ANALYSIS OF THE OPERATION OF THE LATTICE NETWORK BRNO - STRED

Lucie Frechova

Master Degree Programme (5), FEEC BUT

E-mail: xfrech01@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Michal Ptacek

E-mail: ptacekm@feec.vutbr.cz

Abstract: The paper focuses on the measured data analysis of the lattice network in Brno-stred. Therefore, it evaluates the network behaviour and it brings the comparison of theoretical and real data and normal and fault operation conditions, respectively.

Keywords: Lattice network; Universal energy meter MEg40⁺;

1 ÚVOD

Město Brno je díky své rozlehlosti rozděleno na městské části. Každá městská část má vzhledem ke své poloze a účelu přizpůsobenou i samotnou rozvodnou síť. Městská část Brno-střed je považována za centrum služeb a správy města. Nutnost udržovat nepřerušovanou dodávku elektrické energie v části Brno-střed vedla v roce 1951 k vybudování mřížové sítě, která je provozována dodnes. Podoba mřížové sítě Brno-střed je v České republice ojedinělá. Pro složitost provedení mřížové sítě je těžko dohledatelné, jak se síť chová při různých provozních stavech, např. při výpadku jednoho transformátoru. Za pomoci moderních technologií monitoringu sítí je nezbytné provádět analýzu fungování sítě zpětně a vytvořit si podrobnou a technicky věrohodnou představu dějů probíhajících v mřížové síti spolu s jejich charakteristickými parametry. Na základě výsledků analýzy je možno učinit následná optimalizační opatření a úpravy v provozu sítě.

2 MŘÍŽOVÁ SÍŤ

Jednu z možností provozu rozvodných sítí představuje klasická mřížová síť, která je charakterizována vyšším počtem transformoven o napětíové hladině 22/0,4 kV napájených ze dvou a více napáječů vysokého napětí (VN) [1]. Nízkonapětíové (NN) vedení je provozováno jako kabelové a je propojeno na křižovatkách ulic do uzlů prostřednictvím skříní s pojistkami. V případě poruchy na straně NN sítě prochází pojistkami mezi dvěma nejbližšími skříněmi proud vyšší hodnoty než v ostatních místech sítě. Tento proud způsobí přetavení pojistek za kratší čas než zbývajících pojistek v síti. Od dodávky elektrické energie je tak odpojen pouze daný úsek a ostatní vývody zůstávají neporušeny. Nutnou součástí sítě je i směrová ochrana. V případě, kdy dojde k poruše na VN straně, vtéká do místa zkratu proud jak z napájení, tak ze strany NN. Směrová ochrana vyhodnotí směr toku proudu a odešle pokyn k vypnutí jističe. Dochází také k vypnutí porušeného napáječe v rozvodně 110/22 kV, ale provoz mřížové sítě není omezen. Finanční náklady klasické mřížové sítě jsou značně vysoké. Jedním z důvodů je dimenzování vedení na vysokou přenosovou rezervou pro dodávku energie v případě výpadku některé větve. Klasická mřížová síť je náročná na obsluhu a vyhledávání poruch. Výhodou je vysoká spolehlivost a kvalita elektrické energie.

Mřížová síť městské části Brno-střed spadá pod správu společnosti E.ON Česká republika s.r.o. a čítá 69 transformačních stanic s transformátory 22/0,4 kV o výkonu 630 kVA v zapojení Dyn1. Celkový instalovaný výkon transformačních stanic dosahuje přibližně 65 MVA.

3 ANALÝZY

Zadavatel projektu E. ON Česká republika s.r.o. požaduje provedení analýzy mřížové sítě jak v rámci výpočtového programu PAS DAISY Bizon, tak na základě reálných dat naměřených měřicími jednotkami MEg40⁺ umístěnými v rozvaděčích NN v mřížové síti.

3.1 TEORETICKÁ ANALÝZA

Před uvedením navržené sítě do provozu je vhodné simulovat chod dané sítě z hlediska různých provozních stavů ve výpočtovém programu. Pro získání potřebných teoretických dat je v první řadě nutné definovat území analyzované sítě v programu NetViewer společnosti Intergraph Corporation, který umožňuje do reálné mapy území zobrazit síť NN spolu s vlastnostmi daných energetických prvků. Síť je pak převedena do programu PAS DAISY Bizon, kde je proveden výpočet ustáleného stavu. Před samotným výpočtem je potřeba odstranit chyby a nepřesnosti vzniklé exportem dat, např. doplnění chybějících parametrů prvků, odstranění zařízení v soukromém vlastnictví, pospojování rozepnutých úseků jednotlivých oblastí nebo upravení koeficientů soudobosti odběrů.

3.2 PRAKTICKÁ ANALÝZA

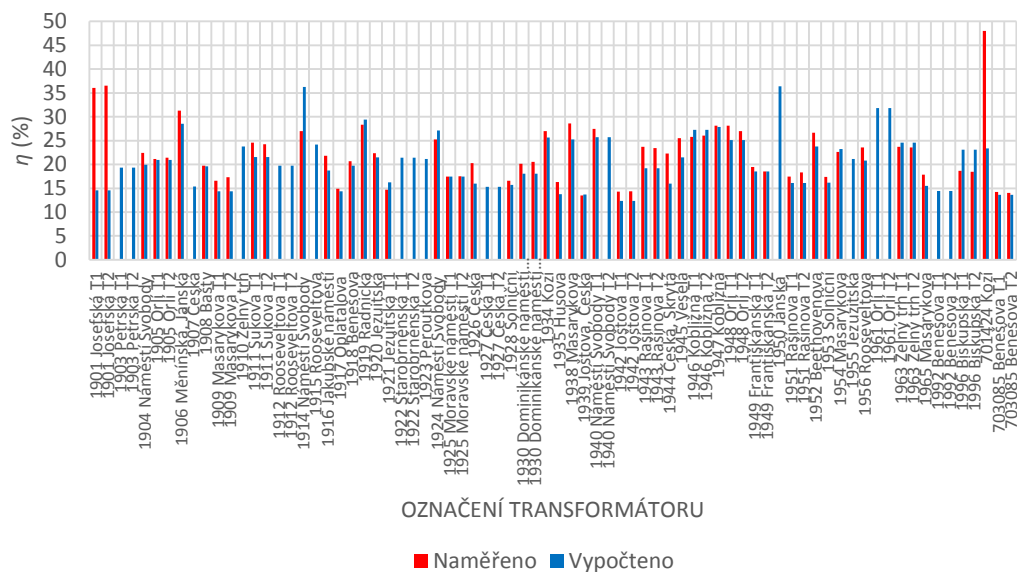
V mřížové síti Brno-střed jsou aplikována zařízení společnosti MEgA, konkrétně jednotky MEg40⁺ a MEg51. Hlavní funkcí jednotky MEg40⁺ je monitoring, kdy dochází k měření okamžitých hodnot napětí, proudů a výkonů. Okamžité hodnoty jsou přepočítány na efektivní, které jsou následně uloženy na paměťovou kartu. Paměťové karty s daty jsou jednou za 3 – 6 měsíců vyměňovány za nové a naměřená data jsou stahována na sběrných místech a připravená k analýze. Pro analýzu sítě v rámci projektu jsou k dispozici data od 06/2016 do 02/2017 ukládaná v intervalech po 5 minutách. Přímou stažená data je možné otevřít v programu výrobce nebo je možné využít převedení dat do textového formátu a zpracování dat provést např. v programu Microsoft Excel, který poskytuje širší škálu možností práce s daty.

Jednotky pro měření parametrů chodu mřížové sítě jsou zaváděny od roku 2014. Z technických a provozních důvodů je analýza naměřených dat provedena až po třech letech od uvedení měřících zařízení do provozu. Jednotka pro měření parametrů v mřížové síti je instalována na 73 transformátorech. Z celkového počtu je možno analyzovat pouze 57 souborů dat, u zbylých 16 byly zjištěny problémy buď s měřením dat nebo s jejich čtením. Chyby na daných jednotkách byly zjištěny až díky provedení analýzy a jsou předmětem řešení.

3.3 POROVNÁNÍ VÝSLEDKŮ ANALÝZ

Teoretická analýza vypočítává průměrné fázové napětí a proudy transformátoru. Vypočtený činný a jalový výkon se zobrazuje již jako třífázový. Data naměřená v mřížové síti jsou určena pro každou fázi zvlášť, a to jak napětí a proud, tak i činný a jalový výkon. Pro možnost porovnání výsledků analýz je potřeba provést sjednocení podoby dat. Naměřené hodnoty proudu pro jednotlivé fáze jsou přes funkci průměru sloučeny do jedné průměrné hodnoty proudu na transformátor. Stejná úprava je provedena i pro napětí. Jednofázové hodnoty činného a jalového výkonu jsou přes funkci součtu přepočteny na třífázové. V rámci teoretické analýzy není rozlišeno časové období výpočtu dat. Vypočítané hodnoty jsou stanoveny jako průměrné hodnoty výkonového zatížení na transformátor. Naměřená data praktické analýzy jsou uložena vždy vzhledem k časovému okamžiku. Aby bylo možné vzájemně porovnat data z teoretické a reálné analýzy, je potřeba hodnoty sjednotit i z hlediska času. Nejblíže vypočtenému stavu jsou data naměřená v pracovní den mezi 12 a 13 hodinou, kdy je odebírána nejvyšší výkon. Pro účel srovnání jsou vybrána data ze středy 11.1.2017 mezi 12:00 – 13:00.

Základním kritériem správné funkce mřížové sítě Brno-střed je požadavek, aby transformátory byly zatíženy kolem hodnoty 25 %, maximálně na 50 % svého jmenovitého výkonu. Srovnání tohoto kritéria s reálně naměřenými daty podle obrázku 1 ukazuje, že analyzovaná síť provozní požadavek plní. Z obrázku 1 vychází, že ačkoli jsou transformátory identického provedení (tj. shodné parametry, zapojení, nastavení odboček), nedosahují stejného zatížení. Příčinou rozdílnosti zatížení jednotlivých transformátorů je především velikost odběru a délka jednotlivých vedení.



Obrázek 1: Porovnání výkonového zatížení transformátorů dle výsledků teoretické a praktické analýzy

Z obrázku 1 vyplývá, že hodnoty vypočteného a naměřeného výkonového zatížení nedosahují stejných hodnot. Příčinou rozdílných hodnot mohou být nevhodně zvolené koeficienty soudobosti. Soudobosti jsou rozlišeny pouze na základě jedno a dvou tarifního odběru. Koeficienty soudobosti by měly být stanoveny pro jednotlivé odběratelé individuálně na základě jejich potřeby dodávky energie. To však vzhledem k množství odběratelů a neznalosti charakteru odběrů není možné. Jednou z dalších příčin rozdílností může být skutečnost, že výpočtový program PAS DAISY Bizon neuvažuje některé rozdílnosti transformátorů: různí výrobci transformátorů, rozdílné stáří a poloha transformátorů. V obrázku 1 jsou zachyceny i problematické trafostanice, u kterých není možné analyzovat naměřená data. Například v případě trafostanice s označením 1961 na ulici Orlí se dvěma transformátory nebyla naměřena přítomnost proudu, reálně jsou transformátory nevyužity a jejich zatížení přebraly jiné transformátory v síti. Vzrostlo tak zatížení ostatních transformátorů. U teoretické analýzy je však počítáno i s těmito transformátory a jsou zatíženy na více než 40 %. Obdobný případ je i v případě trafostanice 1955 v ulici Jezuitská. Při převodu schéma sítě z programu NetViewer mohlo dojít k změně, ztrátě dat. Není známo, zda program PAS DAISY Bizon je schopen výpočtu mřížové sítě. Odchylnosti mohou být také způsobeny chybou měřicích přístrojů, výpočtem hodnot. Nejsou vyloučeny další příčiny způsobující zmíněné nepřesnosti.

4 ZÁVĚR

Na základě porovnání výsledků teoretické a praktické analýzy je patrné, že funkce mřížové sítě je velmi komplikovaná. Při vyhodnocování stavů v mřížové síti není vhodné využít simulace sítě ve výpočtovém programu, jelikož odladění problému výpočtů je obtížné, skoro nemožné. Přesnější představu o fungování sítě přináší reálné měření. Současně odstranění nedostatků reálného měření je jednodušší než u výpočtové analýzy. Pro porovnání provozních stavů v mřížové síti je dále prováděna simulace výpadků několika trafostanic pro zjištění chování sítě při poruše. Simulace bude provedena až po odevzdání článku, a proto není možné zde popsat její výsledky.

REFERENCE

- [1] Štroblová, M. a Hejtmánková, P. Elektrické sítě městské a průmyslové. Západočeská univerzita, Fakulta elektrotechnická, Katedra elektroenergetiky, 1994, 149 stran. ISBN 80-7082-154-X

SWITCH MODE POWER SUPPLIES

Martin Folprecht

Master Degree Programme (2), FEEC BUT

E-mail: xfolpr01@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Miroslav Patočka

E-mail: patocka@feec.vutbr.cz

Abstract: This article refers about my master thesis. The topic of my master thesis is the design and the construction of the switch mode power supply, which will be used as a laboratory tool. The design is shortly described and summarized in this article.

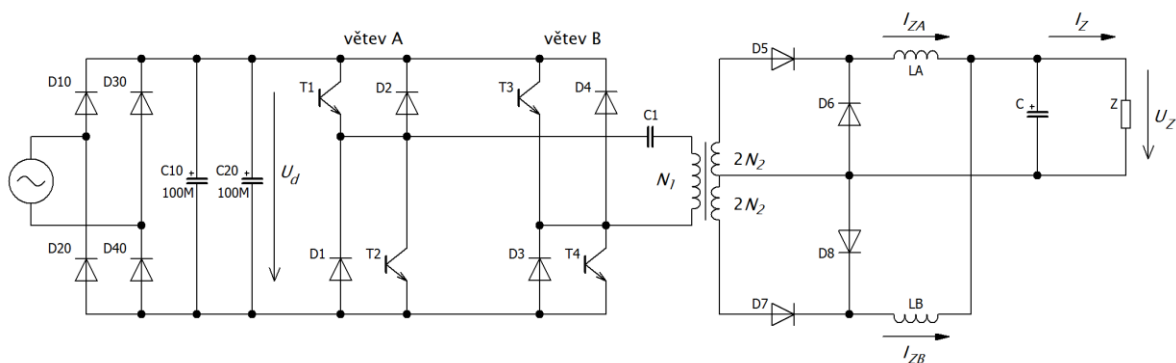
Keywords: Switch mode power supply; pulse transformer; pulse width modulation; MOS-FET transistors.

1 ÚVOD

Předmětem mé diplomové práce je návrh a konstrukce dvojjinného propustného měniče s impulsním transformátorem. Měnič je napájen z jednofázové sítě 230 V, 50 Hz. Výstupní stejnosměrné napětí lze regulovat v rozsahu 0 až 24 V, výstupní stejnosměrný proud lze regulovat v rozsahu 0 až 10 A. V režimu napěťové regulace je měnič vybaven nastavitelným proudovým omezením. Měnič pracuje na kmitočtu $f = 50$ kHz. Z důležitých uzlů jsou vyvedeny měřicí body, ke kterým je možné připojit osciloskop a ukázat studentům *Výkonové elektroniky* skutečné časové průběhy napětí.

2 VÝKONOVÁ ČÁST

Zapojení výkonové části měniče je uvedeno na obrázku 1. Výkonová část se skládá ze vstupního dvojpulsního usměrňovacího můstku (KBU8M, diody D₁₀ až D₄₀) se sběracími kondenzátory C₁₀ a C₂₀, spínacích tranzistorů (T₁ až T₄), primárních nulových diod (D₁ až D₄), impulsního transformátoru, sekundárních usměrňovacích (D₅ a D₇) a sekundárních nulových (D₆ a D₈) diod a výstupního LC-filtru. K řízení měniče je použit tzv. *první řídicí algoritmus*, který spočívá v současné spínání tranzistorů v jedné úhlopříčce (spínány jsou tedy současně tranzistory T₁ a T₄, nebo T₂ a T₃). Použity jsou MOS-FET tranzistory FCPF400N60 firmy Fairchild ($U_{DS} = 600$ V, $I_D = 10$ A). Výkonové diody D₁ až D₈ jsou typu MUR1560G ($U_{KA} = 600$ V, $I_{AV} = 15$ A). Impulsní transformátor je realizován na feritovém jádře ETD39, primární vinutí má $N_1 = 34$ závitů, dvojitě sekundární vinutí má $2 \cdot 2N_2 = 8$ závitů. Kvůli potlačení skin efektu je použito vf. lanko *Rupalit* [1].



Obrázek 1: Zapojení výkonové části.

Indukce v jádře má velikost $B_{max} = 0,35$ T. Každá z tlumivek LC-filtru má indukčnost $L_A = L_B = 600$ μ H. Tlumivky jsou realizovány na feritových jádrech ETD44, magnetická indukce má opět velikost $B_{max} = 0,35$ T. Vinutí každé z tlumivek má $N_A = N_B = 50$ závitů, vzduchová mezera má délku $l_v = 0,42$ mm. Baterie filtračních kondenzátorů má celkovou kapacitu $C = 108$ μ F a skládá se ze tří elektrolytických kondenzátorů (každý o kapacitě 33 μ F), osmi svitkových bezindukčních kondenzátorů (každý o kapacitě 1 μ F) a šesti keramických kondenzátorů (každý o kapacitě 220 nF) [1].

3 OPATŘENÍ PROTI STEJNOSMĚRNÉ MAGNETIZACI TRANSFORMÁTORU

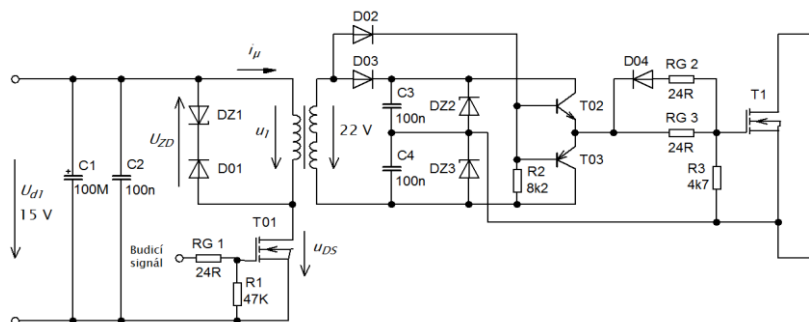
Při konstrukci dvojčinných měničů je největším problémem stejnosměrná magnetizace transformátoru, která je způsobena stejnosměrnou složkou primárního napětí. Zdálo by se, že problém lze plně odstranit použitím oddělovacího kondenzátoru C_1 . Ale není tomu tak, kromě oddělovacího kondenzátoru je nutné současně použít vhodný typ sekundárního usměrňovače se dvěma samostatnými tlumivkami. Jedno z řešení je na obrázku 1. Sekundární vinutí transformátoru je dvojité, ke každé sekci je připojen jednocestný usměrňovač s nulovou diodou a vlastní tlumivkou. Do série s primárním vinutím je spojen svitkový oddělovací kondenzátor C_1 . Jestliže jsou použity dvě tlumivky (L_A a L_B), proudy protékající tlumivkami mohou mít různou velikost I_{ZA} a I_{ZB} . Kladné a záporné proudové pulsy pak mohou mít různou výšku. Díky dvěma tlumivkám se v měniči ustálí rovnovážný stav, kdy plochy kladných a záporných sekundárních proudových pulsů mají stejnou velikost. Stejně jsou tedy i oba náboje Q_A a Q_B . Primární proud protékající oddělovacím kondenzátorem C_1 neobsahuje stejnosměrnou složku a kondenzátor se nabije pouze na malou hodnotu $U_{ss} = U_d \cdot \Delta s$, kde Δs je rozdíl střidy vyvolaný synchronním rušením (stavem, kdy jedna z úhlopříček můstku pracuje trvale s větší střidou než druhá úhlopříčka). Synchronní rušení vzniká v důsledku ovlivňování PWM modulátoru výkonovou částí měniče. Kondenzátor C_1 musí mít dostatečnou kapacitu, aby reaktanční napěťový úbytek na něm byl malý. Zvolen byl napěťový úbytek $\Delta U_C = 3$ V. Primární proudové pulsy mají výšku $I_1 = 1,176$ A. Pomocí Fourierovy transformace byl vypočítán vztah pro určení amplitudy první harmonické primárního proudu I_{a1} (1), kde s je střída [1], [2]:

$$I_{a1} = 2\sqrt{2} \frac{I_1}{\pi} \sqrt{1 - \cos(2\pi s)} \quad (1)$$

Ze znalosti amplitudy první harmonické primárního proudu a zvoleného napěťového úbytku pak byla vypočtena reaktance kondenzátoru a z ní kapacita $C_1 = 1,58$ μ F. Použitý je kondenzátor s kapacitou $C_1 = 1,5$ μ F a jmenovitým napětím 400 V. Každá sekce sekundárního vinutí dodává do příslušného usměrňovače proudové pulsy o výšce $I_Z/2$. Poloviční výška proudových pulsů musí být z důvodu energetické bilance kompenzována dvojnásobnou výškou sekundárních napěťových pulsů $2U_Z$. Proto mají obě sekce dvojnásobný počet sekundárních závitů, tedy $2N_2$ [1].

4 BUDIČ SPÍNACÍHO TRANZISTORU

Schéma budiče je nakresleno na obrázku 2. Každý ze spínacích tranzistorů (T1 až T4, obrázek 1) má

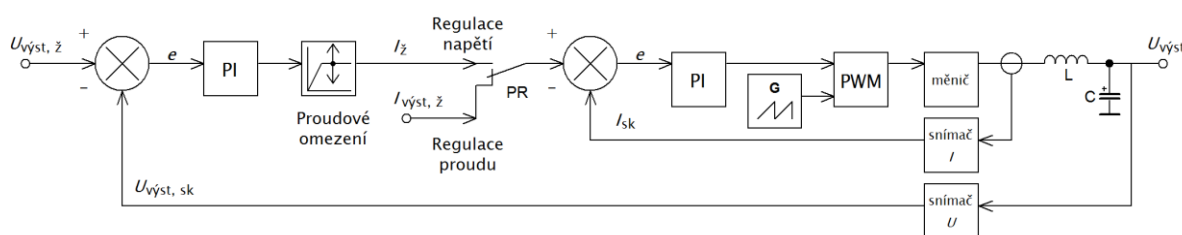


Obrázek 2: Zapojení budiče spínacího tranzistoru.

svůj vlastní budič s galvanickým oddělením řídicích napětí. Budič je řešený jako jednočinný propustný měnič s demagnetizací do Zenerovy diody. Budič umožňuje spínat výkonový tranzistor T_1 kladným napětím $U_{GS} = +15\text{ V}$ a vypínat záporným napětím $U_{GS} = -5\text{ V}$. Během demagnetizace je energie akumulovaná v jádře přeměňována na teplo v Zenerově diodě D_{Z1} . Budič je napájen napětím $U_{d1} = 15\text{ V}$ ze zvláštního zdroje. Transformátorek je realizován na jádře RM8 [1].

5 PWM MODULÁTOR A REGULAČNÍ OBVODY

Jako PWM modulátor je použit IO SG3525 od firmy ST Microelectronics. Obvod umožňuje spínat výkonové tranzistory pouze *prvním řídicím algoritmem*. K regulaci výstupních veličin je použita kaskádní regulační struktura s podřízenou proudovou smyčkou. Podřízená proudová smyčka eliminuje setrvačnost indukčnosti v LC-filtru, čímž snižuje řád regulované soustavy o jedničku. Regulační struktura je analogová a využívá pěti dvojitých OZ TL072. Žádané hodnoty napětí, proudu a proudového omezení se nastavují otočnými potenciometry. K napájení slouží samostatný napájecí zdroj $\pm 15\text{ V}$. Blokové schéma regulační struktury je nakresleno na obrázku 3 [3].



Obrázek 3: Blokové schéma regulační struktury spínaného zdroje.

6 ZÁVĚR

V článku jsou shrnuty výsledky návrhu dvojčinného propustného měniče s impulsním transformátorem, který bude sloužit jako výukový přípravek. Popsána je výkonová část měniče, budič spínacího tranzistoru a regulační struktura. Zvláštní důraz je kladen na opatření proti stejnosměrné magnetizaci impulsního transformátoru, vysvětleno je obvodové řešení silové části měniče a nastíněn výpočet kapacity impulsního oddělovacího kondenzátoru.

REFERENCE

- [1] PATOČKA, Miroslav. *Magnetické jevy a obvody ve výkonové elektronice, měřicí technice a silnoproudé elektrotechnice*. 1. vyd. V Brně: VUTIUM, 2011, 564 s. ISBN 978-80-214-4003-6
- [2] DRÁPELA, Jiří. *Kvalita elektrické energie a elektromagnetická kompatibilita*. Brno: FEKT VUT, 2016, s. 34-35.
- [3] ST MICROELECTRONICS. *SG2525A SG3525A: Regulating pulse width modulators*. June 2000.

OPTICAL SPEED SENSOR OF SURFACE

Ondřej Vaněk

Master Degree Programme (2.), FEEC BUT

E-mail: xvanek33@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Petr Sedlák

E-mail: sedlakp@feec.vutbr.cz

Abstract: The aim of this work is a development of device for surface-velocity measurement which uses an ordinary optical mouse sensor. The proposed sensor should have find its usage in industrial applications for low-cost contactless measurement of conveyor belts or semi-finished products, thus some other gauges could check quality of products.

Keywords: optical sensor, surface velocity, Arduino

1 ÚVOD

Využití optických zařízení pro nekontaktní měření rychlosti nachází spoustu uplatnění v průmyslu, jelikož mají oproti kontaktním snímačům rychlosti mnoho výhod. Patří mezi ně především nízké požadavky na údržbu a neovlivňování měřeného objektu, například zanecháváním stop na objektu, nebo opačně například ulpívání nového nátěru na měřidlo. Dále díky bezkontaktnosti měření nedochází k žádnému ovlivňování rychlosti objektu. Ačkoliv na trhu existují přístroje pro bezkontaktní měření rychlosti, jejich cena je poměrně vysoká, a vznikl tedy podnět na vytvoření levnější varianty.

Jedna z nejčastějších aplikací použití optických senzorů pro snímání povrchu reprezentuje počítačová myš. Senzor měří změny pozice optickým snímáním sekvence obrázků povrchu a matematicky určí směr a rozsah pohybu. Pohyb myši je převeden na pohyb kurzoru na obrazovce, který závisí také na použitém rozlišení optického detektoru. Známe-li použité rozlišení, měli bychom být schopni z dat naměřených senzorem vypočítat rychlost pohybu myši (nebo rychlost pohybu povrchu pod myší). Cílem této práce je vytvořit optický rychloměr založený na tomto principu. Výhoda tohoto postupu tkví ve faktu, že každý optický senzor použitý v počítačové myši je integrován do čipu, který předává informace o posunutí ve směru osy x a osy y po komunikační sběrnici v dostatečné rychlosti (u horších typů do 1 ms). Není tedy potřeba data ze senzoru dále vyhodnocovat.

2 EXPERIMENTÁLNÍ ZAŘÍZENÍ PRO MĚŘENÍ RYCHLOSTI

Pro tento účel byl vzhledem ke vhodným parametrům vybrán laserový optický senzor ADNS-9800. Dostat se k surovým datům ze senzoru není pro běžného uživatele možné, proto jsem použil elektronickou platformu Arduino Mega2560, která slouží k programování a napájení senzoru a ke komunikaci mezi senzorem a výstupním zařízením. K programování platformy jsem použil vývojové prostředí Arduino IDE a vytvořil kód, který umožní načítat informace o pohybu senzoru v tzv. Burst módu, díky čemuž je dosaženo velké rychlosti načítání dat. Pro každých 10 milisekund je určena vzdálenost, jakou senzor za tento časový interval urazil. Odtud je dále vypočtena rychlost.

2.1 EXPERIMENTÁLNÍ MĚŘENÍ

S vybraným senzorem jsem provedl experimentální měření na lineárním posuvu, jehož pohyb zajišťoval krokový motor ovládaný taktéž pomocí platformy Arduino. Nad pohybující se částí posuvu jsem senzor upevnil tak, aby snímal povrch posuvu. S takto nainstalovaným systémem jsem prove-

dl deset měření s různými rychlostmi. Posuvník se pohyboval vždy stejnou konstantní rychlostí tam a zpět v ose y senzoru ADNS-9800.

Zpracování naměřených dat jsem prováděl v programu MATLAB, ve kterém byla ze sériového portu data načtena a vypočtena průměrná rychlost pro každé měření. Tato rychlost byla porovnávána s nastavenou rychlostí posuvníku. Relativní chyba měření byla do 9 %.

2.2 ZÍSKÁNÍ OBRAZU

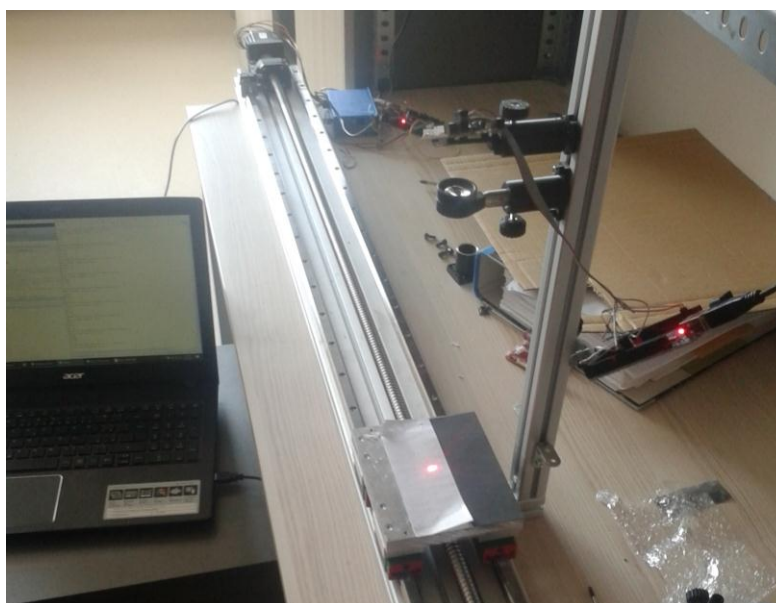
Ze senzoru je možné pomocí platformy Arduino získat také přímo obrazy snímané senzorem. Obraz povrchu pak využívám pro zaostřování senzoru na měřenou plochu. Deska Arduino je naprogramována tak, aby byl obraz ze senzoru opakovaně načítán. Pro zobrazení je využit program MATLAB. Ukázka snímku povrchu o velikosti 1 mm² je na **Obrázek 1** ~~Chyba! Nenalezen zdroj odkazů.~~.



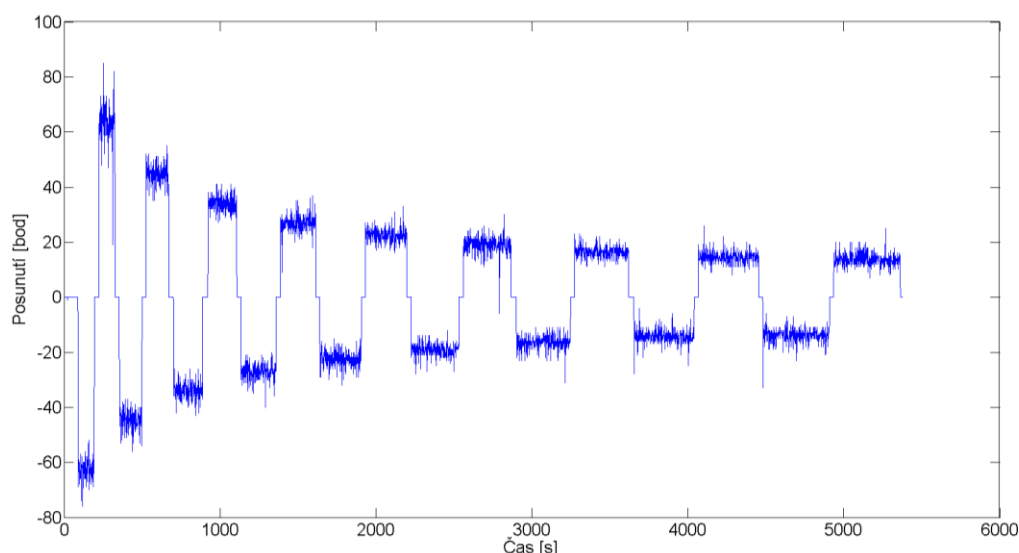
Obrázek 1: Obrázek získaný senzorem ADNS-9800

2.3 EXPERIMENTÁLNÍ MĚŘENÍ S OPTICKOU SOUSTAVOU

Vzdálenost senzoru v počítačové myši od měřeného povrchu musí být správně nastavena, a to u použitého senzoru na 2,4 mm. Aby bylo možné měřit z větší vzdálenosti, je nutné nainstalovat před senzor správnou optickou soustavu. Současně je nutné použít přídavný zdroj osvětlení měřeného povrchu, který zvýrazní detaily povrchu a umožní odraz záření do senzoru. Provedl jsem několik měření rychlosti valníku ze vzdálenosti 30 až 50 cm s čočkami o ohniskové vzdálenosti 100 mm, 50 mm a 35 mm. Na následujícím obrázku (**Obrázek 2**) je měřicí soustava vyobrazena. Záznam měření rychlosti povrchu ze vzdálenosti 36 cm s čočkou o ohniskové vzdálenosti 50 mm je na grafu **Obrázek 3**. Je patrné, že senzor dobře reagoval i na vzdálenost několika decimetrů, ačkoli jsou v záznamu zřetelné fluktuace hodnot způsobené nedokonalým zaostřením a kvalitou povrchu.



Obrázek 2: Lineární posuvník, zaměřovací čočka a vybraný senzor



Obrázek 3: Záznam měření

V tabulce jsou uvedeny naměřené hodnoty z tohoto měření a srovnány s nastavenými rychlostmi posuvníku. Relativní chyba měření se pohybovala do 10 %. V současné době provádím testování a kalibraci systému, aby bylo možné rychlost povrchu přesně určit.

Měření č.	Rychlost valníku [mm/s]	Naměřená rychlost [mm/s]	Relativní chyba měření [%]
1	10,0	10,45	4,50
2	7,14	7,32	2,52
3	5,56	5,59	0,54
4	4,55	4,41	3,08
5	3,85	3,70	3,90
6	3,33	3,13	6,01
7	2,94	2,69	8,50
8	2,63	2,37	9,89
9	2,38	2,24	5,88

Tabulka 1: Nastavená rychlost posuvníku a rychlost naměřená senzorem

3 ZÁVĚR

Cílem této práce je vytvořit autonomně pracující přístroj s obrazovkou sloužící pro zobrazení snímku pro zaostření na měřenou plochu a pro vyobrazení aktuální měřené rychlosti pohybu povrchu objektu vzdáleného až několik desítek centimetrů. Takovéto zařízení by mělo být schopno spolupráce s dalšími přístroji pro snímání povrchu měřeného objektu, aby bylo možné vytvořit 3D rekonstrukci tohoto objektu.

REFERENCE

- [1] AVAGO TECHNOLOGIES. *ADNS-9800: LaserStream™ Gaming Sensor*. 2012. Dostupné také z: <http://datasheet.octopart.com/ADNS-9800-Avago-datasheet-10666463.pdf>
- [2] KAMPHUIS, W .P .H . *Using optical mouse sensors for sheet position measurement*. Eindhoven, 2007. Traineeship report. Technische Universiteit Eindhoven.
- [3] *Optical Mice and How They Work*. www.logitech.com [online]. 2010, 2 [cit. 2017-03-08]. Dostupné z : <http://www.digikey.com/en/pdf/b/broadcom/optical-mice-how-they-work>

TECHNICAL MODIFICATION DESIGN OF THE ELECTRICAL POWER SYSTEMS FOR MODŘICE AND ITS SURROUNDINGS

Petr Sery

Master Degree Programme (2), FEEC BUT

E-mail: xseryp00@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Michal Ptacek

E-mail: ptacekm@feec.vutbr.cz

Abstract: The aim of the project is to provide a summary about reconstruction and development of the distribution network. It solves the problems with electricity supply in the required quality for existing customers and new customers connecting to the planned industrial zone Modřice and surroundings.

Keywords: electric distribution network, overhead line, reconstruction of the network

1 ÚVOD

Elektrická energie v každé domácnosti je dnes samozřejmostí a běžným standardem. Elektřinu využíváme denně a už se bez ní nedokážeme obejít. Transport elektrické energie od výrobce ke spotřebiteli se odehrává v elektrizační soustavě. Elektrizační soustava se poté dělí na přenosovou a distribuční síť. Návrh rozvoje distribuční sítě se provádí na základě rostoucího počtu průmyslových, obchodních a obytných zón v dané lokalitě. Provádí se tak, aby byla zajištěna správná a bezpečná dodávka elektrické energie v požadovaném množství a kvalitě s přihlédnutím na možnost dalšího rozšíření v budoucnosti. Síť VN navrhujeme jako co nejjednodušší a nejpřehlednější [1]. Práce se zabývá úpravou sítě v městě Modřice a jejím okolí, kde se očekává nadměrný nárůst počtu odběratelů oproti původní koncepci. Oblast spadá pod správu společnosti E.ON Distribuce a.s. (dále E.ON). Cílem práce je analyzovat aktuální stav sítě v zadané oblasti a navrhnout úpravy v síti, které povedou ke spolehlivé dodávce. Výpočet ustáleného chodu je proveden v programu PAS DAISY OFF-LINE BISON, který využívá společnost E.ON pro návrh sítě. Tento chod je vypočten v programu pomocí metody Newton-Raphson, která zajišťuje rychlou a spolehlivou konvergenci už při malém počtu iterací. Modelování a simulace v uvedeném programu popisuje [2].

2 AKTUÁLNÍ STAV SÍTĚ

Zadaná oblast je v současnosti v základním stavu napájena zejména z linek VN83, VN1275, VN161, VN164, VN166. Celou oblast charakterizuje Tabulka 1 nejvýznamnějších odběrů.

Odběr	Rezervovaný příkon (MW)	Odběr	Rezervovaný příkon (MW)
1) Olympia Brno	5,2	9) Kolmorgen	1 + 0,8
2) Kovolit	5	10) CommScope ČR	1,5
3) ČOV Modřice	4	11) Českomoravská distribuce	1,4
4) LDS českomoravská distribuce	4	12) Ahold ČR	1,35
5) Vodňanské drůbežárny	2,5 + 0,5	13) Bernex Bimetallic	1,1
6) Bernex Bimetallic	2,5	14) IMI Internationl	1,04
7) Mergon Czech	1,5 + 1	15) Bachl	0,58 + 0,3
8) IFE-ČR	0,97 + 1,14	16) Nová CTP hala	0 + 3,5

Tabulka 1: Přehled nejvýznamnějších odběrů s požadovanými navýšeními

V oblasti kolem města Modřice docházelo v letech 2010 – 2014 k průměrnému nárůstu zatížení cca 700 kW ročně. Pro tento růst zatížení bylo uvažováno využít stávajících kapacit s postupným odlehčováním vedení V166. Rozsáhlejší investice pro tuto oblast byly plánovány až na rok 2020. V roce 2015 přišel požadavek na připojení 5 MW v následujících dvou letech. S přihlédnutím na volnou kapacitu a odlehčování linky VN166 však není možné zajistit připojené tak velkého výkonu. VN166 byla po odlehčení plánována navíc jako záloha pro vedení VN83 a VN161. Maximální proudové zatížení v základním stavu ve výhledu pro venkovní síť je 160 A a kabelové 300 A. Jedná se o hodnoty doporučené dle koncepce sítě 22 kV [3].

2.1 VN83, VN162, VN161

Linky VN83 a VN162 jsou napájeny z rozvodny 110/22 kV Hrušovany u Brna. V základním stavu je linka VN83 zatížena proudem 213 A, jedná se o hodnotu, která však nerespektuje koncepci. Toto zatížení je způsobeno zejména vysokými odběry v CTP Modřice (Mergon a Kollmoorgan). Linka VN162 napájí ČOV a linku VN161, její zatížení je 147 A.

2.2 VN164, VN166, VN1275

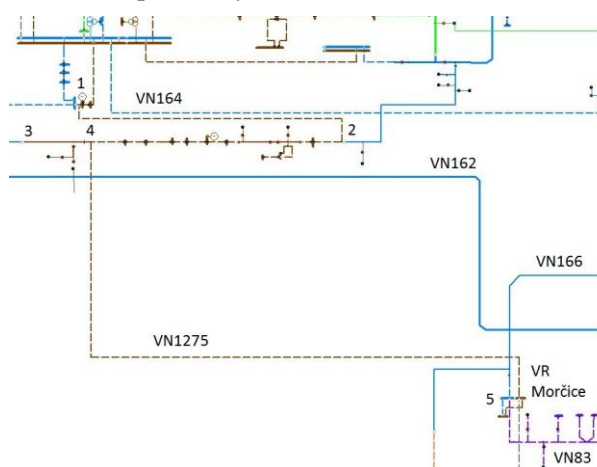
Linka VN164 je napájena z rozvodny 110/22 kV Sokolnice. Tato linka napájí část OC Olympie a firmu Kovolit, její zatížení je 90 A. Linka VN166 je taktéž napájena z rozvodny Sokolnice, mezi nejvýznamnější odběry patří ČOV pro město Modřice, Modřice CTP a Vodňanské drůbežárny, její zatížení je 184 A. Linka VN1275 je napájena z transformovny 110/22 kV Moravany u Brna. Linka napájí obec Moravany a město Modřice. Vedení je zatíženo proudem 192 A. Jelikož se jedná o kabelové vedení, tak je hodnota vyhovující.

3 ÚPRAVY V SÍTI

Současné zatížení některých linek v základním stavu nedodržuje koncepci firmy EON a je nezbytné provést úpravy v síti. Pokud by následující úpravy nebyly provedeny, došlo by po připojení plánovaných odběrů, zejména nové haly v CTP, k přetížení linek VN83, VN162 a VN164 už v základním stavu. V náhradním stavu by poté nemohly být uvedené linky použity pro zajištění náhradního napájení.

3.1 PRVNÍ FÁZE ÚPRAV

První úprava se týká linky VN164 a VN166. Vodňanské drůbežárny budou přepojeny z VN166 na VN164. Touto úpravou dojde k prvotnímu odlehčení linky VN166 o 20 A na hodnotu 164 A. Další úprava je zatažení linky VN161 do rozvodny Sokolnice. Tato úprava následně zajistí možnost připojení nové haly o výkonu 3,5 MW na linku VN161 a odlehčení VN166 na doporučenou hodnotu. Nicméně tyto úpravy stále neřeší problémy na dalších linkách.



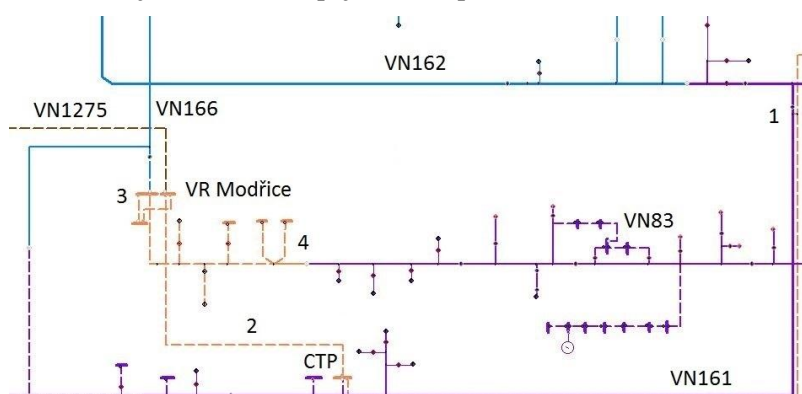
Obrázek 1: Provedené úpravy ve druhé fázi

3.2 DRUHÁ FÁZE ÚPRAV

Druhá část úprav řeší zatažení linky VN1275 do VR Modřice. Tento přivedený výkon zajisti v další fázi odlehčení linky VN83 a VN166. Následující úpravy popisuje Obrázek 1. V prvním kroku dojde v TS Vídeňská 118 BMS přepojení části VN1275 na VN1272. Dále bude vybudováno propojení k TS Sežev reko VN kabelem o průřezu 240 mm² a délce cca 200 m. V bodě 3 už není potřeba dále linku napájet, vzhledem k propoji v bodě jedna. V bodě 4 bude nataženo nové kabelové vedení o délce cca 2750 m do VR Modřice. Toto vedení bude realizováno kabelem 3x 22-NA2XS2X 1x240 dle koncepce E.ON. V posledním bodě 5 bude vybudování kabelové vedení o délce 500 m do trafostanice nové haly CTP, kde už je připraveno vývodové pole pro toto zaústění.

3.3 POSLEDNÍ FÁZE ÚPRAV

Poslední fázi ilustruje Obrázek 2. V bodě 1 dojde ke zdvojení linky VN161 a zatažení do už nově postavené haly v CTP o délce cca 1300 m, dále dojde k poslední dostavbě vedení VN1275 do stejné trafostanice. Toto propojení o délce cca 1500 m je znázorněno bodem 2. Nová hala v CTP bude poté propojena na nově dokončenou linku VN161, VR Modřice bude přepojena na nový propoj z CTP. Linka VN83 bude v bodě 4 odlehčena do rozvodny VR Modřice. Protážení VN1275 do VR Modřice nyní bude sloužit jako záložní napájení CTP parku v Modřicích.



Obrázek 2: Provedené úpravy v poslední fázi

4 ZÁVĚR

Práce je zaměřena na tvorbu návrhů úprav v konfiguraci distribuční sítě, které povedou k vytvoření podmínek pro připojení nových odběrů. Zejména se jedná o připojení nové haly v CTP Modřice, kde je požadováno připojení 3,5 MW, což nezbytně vyžaduje návrh úprav, které by byly v souladu s koncepcí [3]. Provedením úprav dojde zejména k výraznému odlehčení linek VN83 a VN166, a to na 96 A, respektive na 92 A. Úpravy také uvažují vedení linky VN161 až do rozvodny Sokolnice a připojení linky VN1275 do VR Modřice. Lze konstatovat, že navržené úpravy umožní připojení nových odběrů. Současně se zvýší bezpečnost zásobování elektrickou energií při výpadku jedné linky a dotčené transformátory v napájecích rozvodnách nejsou přetěžovány.

REFERENCE

- [1] Orságová, J.: Elektrické stanice a vedení [elektronické skriptum]. VUT v Brně: 2015 [cit. 2017-10-3], 147 stran.
- [2] Daisy s.r.o.: PAS DAISY OFF-LINE V4 Bizon – uživatelská příručka. 2004, 277 stran.
- [3] Mikuláš, L.: Koncepce sítí 22 kV, E.ON Česká republika, s.r.o., směrnice ECZR-PP-DS-141.0, 2014.

Magisterské projekty

Zpracování signálů, obrazu a dat

SWEDISH CROSSWORD SEGMENTATION FROM SMARTPHONE CAMERA IMAGES

Martin Kobath

Master Degree Programme (2), FEEC BUT

E-mail: xkobot00@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Iлона Janáková

E-mail: janakova@feec.vutbr.cz

Abstract: This paper describes the problem of swedish crossword segmentation from images acquired using ordinary smartphone camera. To solve this problem, an image processing and segmentation algorithm is presented. The algorithm is designed as a part of a larger application capable to recognize crossword grid and clues, and solve the crossword using crossword dictionary.

Keywords: swedish crossword, image segmentation, image processing, computer vision, OpenCV

1 ÚVOD

Švédská křížovka je druhem křížovky, který je v České republice velmi rozšířen. Jejimi hlavními znaky je legenda vepsaná do obrazce a tajenka. Snahou této práce je vytvořit robustní algoritmus, který provede správnou segmentaci křížovky v co největším počtu případech. Vstupem algoritmu je digitální obraz křížovky pořízený kamerou mobilního telefonu a uložený v některém z běžně používaných formátů (např. JPEG). Výstupem je informace o úhlu, který křížovka svírá se souřadnicovými osami obrazu, a informace o poloze rohů políček křížovky v obraze.

Tento algoritmus se stane součástí aplikace pro Android, která dále v segmentované křížovce rozpozná typ políčka, rozpozná text legendy, zobrazí digitální verzi křížovky a najde hledaná slova s využitím křížovkářského slovníku.

2 ROZBOR ÚLOHY

Tvorba křížovek se řídí Směrnicemi pro tvorbu křížovek, vytvořenými Českým svazem hádankářů a křížovkářů. Směrnice není příliš striktní, co se týče vzhledu křížovky [1], proto není neobvyklé se setkat s křížovkami jiných než obdélníkových tvarů nebo s různě barevně a stylově odlišenými mřížkami. Snímky křížovky jsou navíc pořizovány uživatelem aplikace, a proto se jejich kvalita může výrazně lišit. Úloha je tedy definována volně a je nutné brát ohled na celou řadu problémů, které se mohou vyskytnout. Zdrojem těchto problémů jsou jak podmínky pořízení snímku křížovky, tak i samotná křížovka.

Švédská křížovka se obvykle vyskytuje v obdélníkové nebo trojúhelníkové podobě, ale může obsahovat i výklenky. Je proto třeba předpokládat téměř libovolný tvar vnějšího okraje křížovky. Křížovka může také obsahovat obrázky, což znamená, že křížovka může mít i vnitřní okraj. Dále může být narušena pravouhlost křížovky a velikost políček, kvůli deformaci papíru. Navíc se křížovka často vyskytuje v blízkosti odstavců textu, které mohou napomoci detekci falešných políček, které je nutné odlišit od správných na základě jejich pozice a obsahu.

V případě samotného snímku může být křížovka špatně nebo nerovnoměrně osvětlena a může být i otočena. Dále může dojít k její deformaci vlivem perspektivního zkreslení. Nakonec je potřeba uvažovat i různé rozlišení snímku. To má za následek, že mřížka stejné křížovky zabírá různý počet obrazových bodů na snímcích s různým rozlišením, což bude mít vliv na každou operaci pracující s jednotlivými obrazovými body.

3 ŘEŠENÍ ÚLOHY

Jako řešení této úlohy je navržen následující postup, který byl zrealizován souborem funkcí v jazyce C++ s využitím knihovny OpenCV 3.1.0. Nejprve proběhne předzpracování vstupního barevného snímku křížovky, které snímek připraví pro následující operace. Dále je provedena hrubá detekce mřížky pomocí Houghovy transformace (dále jen HT) za účelem narovnání otočené křížovky a odhadu rozměru políček. Nakonec je nalezena přesná poloha políček segmentací za pomoci křížové masky.

3.1 PŘEDZPRACOVÁNÍ

Pokud je vstupní snímek příliš velký, je zmenšen na rozlišení 4 megapixelů, jinak je ponechán beze změny. Tím je potlačen problém neznámého rozlišení a sníží se množství dat pro další zpracování. Následně je obraz převeden z barevného na šedotónový a šum v obraze je potlačen Gaussovým filtrem. Z obrazu se získá hrubá hranová reprezentace pomocí adaptivního prahování, které je necitlivé na proměnné osvětlení a vytváří silné hrany, vhodné pro HT. Nastavení adaptivního prahování předpokládá křížovku s tmavou mřížkou a světlým pozadím.

3.2 DETEKCE MŘÍŽKY

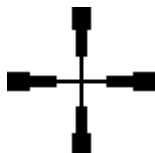
Hrubá hranová reprezentace je očištěna od malých objektů, jako jsou písmena, semínkovým vyplňováním oblastí, jejichž opsaný obdélník má menší rozměry než daná tolerance. Tím se sníží množství falešných přímků nalezených v řádcích textu apod. Na očištěný obraz je použita HT pro hledání přímků [2, s. 755]. Následně je získán dominantní úhel jako nejčastější úhel nalezených přímků a jsou odstraněny přímků, jejichž úhel neodpovídá dominantnímu úhlu, ani úhlu na něj kolmém.

Blízké přímků stejného úhlu jsou poté sloučeny v jednu přímku, která je rovna váženému průměru těchto přímků, kde váha je počet hlasů, které přímka obdržela v HT. Většina zbylých přímků teď už odpovídá úsečkám, které tvoří mřížku křížovky, a je možné ze vzdálenosti mezi těmito přímkami určit přibližnou šířku a výšku políčka. Kvůli deformacím a různým tvarům mřížky se nelze na detekované přímků spolehnout při segmentaci políček. Proto jsou na narovnaném obraze hledány rohy a průsečíky pomocí křížové masky. Původní neočištěný obraz hrubé hranové reprezentace je otočen podle dominantního úhlu tak, aby byla mřížka křížovky zarovnána se souřadnicovými osami obrazu. Díky tomu není následně nutné otáčet křížovou maskou.

3.3 SEGMENTACE POLÍČEK

Pro segmentaci je použit narovnaný obraz hrubé hranové reprezentace, který je očištěn od objektů menších, než je rozměr políčka, ale zároveň větších než 6 pixelů, aby se zabránilo odstranění tenkých vodorovných a svislých objektů jako jsou přerušené úseky mřížky. Tím je zachován i šum, který je následně odstraněn morfologickou operací otevření [2, s. 690]. Na obraz je nakonec použita Guo-Hall metoda morfologického ztenčování [3], která ztenčí původně silné hrany na tloušťku 1 pixelu.

V takto upraveném obraze hran jsou poté nalezeny body konvolucí s binární křížovou maskou (viz obrázek 1). Křížová maska se na krajích rozšiřuje, aby se kompenzovala případná deformace mřížky. Nalezené body musí mít alespoň pod dvěma rameny křížové masky více hranových bodů, než je šířka ramene. Body, které tuto podmínku splňují pouze pro dvě protilehlá ramena, jsou vyloučeny. Tím získáme pouze ty body, které odpovídají rohům a průsečíkům.



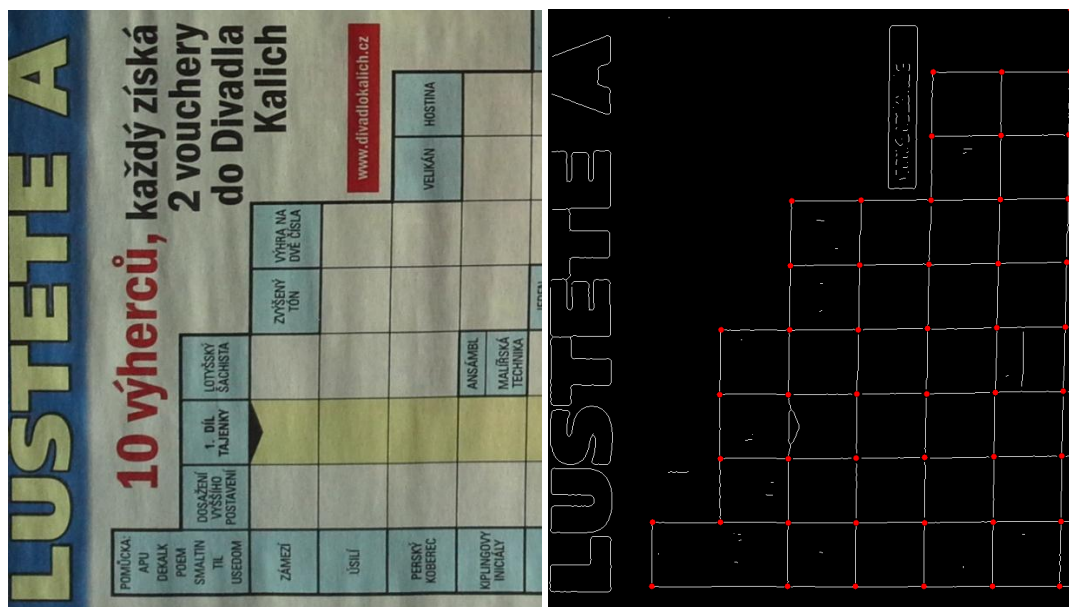
Obrázek 1: Křížová maska

Příliš blízké body jsou sloučeny v jeden výběr bodu, který má největší počet hranových bodů pod maskou, a ostatní body jsou smazány. Tyto body poté projdou filtrací, která vybere bod s největším

počtem hranových bodů pod maskou a k němu hledá sousední body, které jsou přibližně ve vzdálenosti odpovídající šířce, popřípadě výšce, políčka, zjištěné v části detekce mřížky. Pro tyto body jsou stejným způsobem hledány další body, dokud nelze přidávat další body. Ostatní body jsou smazány. Body jsou ukládány do 2D pole, které obsahuje body rohů a průsečíků mřížky a během přidávání bodů je také zpřesňován odhad šířky a výšky políčka.

Nakonec se provede oprava mřížky. Jsou odstraněny body vystupující z mřížky a doplněny chybějící body v mřížce, které nebyly nalezeny křížovou maskou. Doplnění bodu je posouzeno podle počtu hranových pixelů, které se nachází v obraze mezi chybějícím bodem a sousedními body.

Výsledkem je 2D pole bodů, jejichž uspořádání a souřadnice odpovídají mřížce křížovky v obraze. Na obrázku 2 vlevo je výřez z obrazu trojúhelníkové křížovky a vpravo výřez ze stejného obrazu po zpracování výše uvedeným postupem. Červené body odpovídají nalezeným bodům mřížky.



Obrázek 2: Výřez původního a zpracovaného snímku švédské křížovky

4 ZÁVĚR

Navržený postup zpracování snímku křížovky dokázal správně detekovat mřížku na většině snímků použitých k jeho kontrole. Selhává pouze na snímcích křížovek, které jsou výrazně zdeformované ohybem nebo velmi špatně osvětlené. Přestože je navržen jako součást aplikace, která je zaměřena výhradně na české švédské křížovky, lze tento postup použít na detekci kterékoliv podobné mřížky složené ze čtvercových políček. Funkce realizující tento postup však obsahuje několik konstant, jako například velikost křížové masky, jejichž hodnoty byly zvoleny heuristicky, a proto nemusí být optimální. Výsledná aplikace pro Android bude mimo jiné provádět i rozpoznání obsahu políčka, díky kterému lze zpětně zvýšit přesnost detekované mřížky odstraněním případných falešných políček.

REFERENCE

- [1] ČSHAK: Směrnice pro tvorbu křížovek. Praha: ČSHAK, 1994-2006. Dostupné z: http://www.cshak.cz/sites/default/files/Směrnice_0_0.doc
- [2] Gonzalez, Rafael C. a Woods, Richard E.: Digital Image Processing. Third Edition. New Jersey : Pearson Prentice Hall, 2007. ISBN 9780131687288.
- [3] Guo, Zicheng a Hall, Richard W.: Parallel thinning with two-subiteration algorithms. New York : ACM. 1989.

SMOOTHED QUADRATIC TIME-FREQUENCY DISTRIBUTIONS USING IMAGE SEGMENTATION TECHNIQUES

Jindřich Pevný

Master Degree Programme (2), FEEC BUT

E-mail: xpevny02@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Petr Frenštátský

E-mail: petr.frenstatsky@phd.feec.vutbr.cz

Abstract: This paper deals with the topic of realization of smoothed quadratic time-frequency distributions. New crossterm reduction method based on image segmentation techniques is proposed and applied on the set of test signals. The results are discussed and compared with existing directional smoothing method.

Keywords: spectral analysis, Wigner distribution, image processing

1 INTRODUCTION

Quadratic Time-Frequency Distributions (QTFD) offer much better resolution properties in both time and frequency axis in comparison with short term Fourier transform. Almost per-sample accurate time resolution together with significantly smoother frequency resolution makes QTFDs attractive for use as a key spectral analysis tool. However, the quadratic properties of the local autocorrelation function used in the calculation of these distributions introduce the occurrence of undesirable crossterm components in resulting time-frequency distribution [1]. This can be problematic especially in cases where the character of the analyzed signal is not known beforehand.

There is a number of methods that are promised to eliminate or reduce the effect of crossterm components. These methods are solely based on two-dimensional filtering. In this paper, a new method of finding the optimal crossterm-suppressing filter kernel is introduced. Finally, the results of application of this approach on the set of test signals is discussed and compared with Adaptive Directional TFD method (ADTFD) [5].

2 METHOD PROPOSAL

2.1 AMBIGUITY DOMAIN FILTERING

Sussman's ambiguity function $A(\theta, \tau)$, in which θ denotes the Doppler shift and τ is the time lag, can be defined by two consecutive Fourier transforms of the existing Wigner distribution [2] $W(t, f)$:

$$A(\theta, \tau) = \mathcal{F}_t \mathcal{F}_f^- \{W(t, f)\} \quad (1)$$

where \mathcal{F}^- denotes the inverse Fourier transform.

The main reason for utilization of ambiguity function in crossterm filtering is more distinctive separation of autoterms and crossterms of initial QTFD, in which autoterms are located in the center of the ambiguity function matrix (matrix of values obtained by eq. 1) [4].

Depending on the given filtering method, the kernel mask is chosen in a way, that (ideally) only autoterms are left unaffected. Inverse transform of Hadamard product (element-wise multiplication) of the ambiguity function matrix and the matrix of filter kernel back to the time-frequency domain yields the final smoothed QTFD.

2.2 FINDING THE OPTIMAL KERNEL SHAPE

As mentioned before, in ambiguity domain the autoterms are located around the center of ambiguity function matrix with crossterms situated by sides symmetrically with the origin. That being said, we can assume that the biggest concentration of spectral energy will be located in these regions while the amount of energy in the rest of the matrix will be less significant. If we consider the data of normalized ambiguity function matrix as the image data, we can utilize the region growing algorithm for image segmentation. This algorithm is based on comparing pixel's intensity with threshold parameter value [3]. The seed point (i.e. the initial pixel) of the algorithm is obviously set in the center of the matrix to select the autoterm area.

The binary mask yielded by region growing algorithm is then processed with simple two-dimensional averaging filter to smooth out the transients of area edges thus preventing the occurrence of noise in resulting spectrogram.

Filtering efficiency can be affected directly by preprocessing of ambiguity matrix using ordinary image processing algorithms. For example, enhancing the contrast or utilizing image sharpening algorithms, such as unsharp masking [6], can result in better separation of cross and autoterm components.

A big advantage seems to be lower computational cost in comparison with other adaptive methods that rely mostly on performing multiple computational heavy operations such as convolutions in order to find the best kernel parameters.

3 RESULTS

Proposed method was implemented using Matlab environment with pseudo Wigner-Ville distribution (PWVD) [1] as the initial QTFD. Additionally, ADTFD method based on directional filtering in time-frequency plane was implemented for results comparison [5].

The set of test signals consisted of:

- **Synthetic signals (512 samples sampled at 8.0 kHz):**

1. multicomponent stationary harmonic signal. ($f_1 = 200$ Hz, $f_2 = 500$ Hz, $f_3 = 1000$ Hz, $f_4 = 1500$ Hz, $f_5 = 2000$ Hz, $f_6 = 3000$ Hz),
2. combination of stationary and FM signal ($f_1 = 700$ Hz, $f_c = 3000$ Hz, $f_m = 12$ Hz),
3. two near-frequency lineary modulated signals ($f_{10} = 800$ Hz, $f_{11} = 1800$ Hz, $f_{20} = 1000$ Hz, $f_{21} = 2000$ Hz).

- **Real world signals (400 samples sampled at 142.0 kHz):**

4. Big brown bat's echolocation signal (three non-linear chirps with frequency descending from approx. 65, 60 and 40 kHz).

The resulting PVWD spectrograms of signal 1 and 4, as well as their smoothed versions obtained by presented method, can be observed in figure 1.

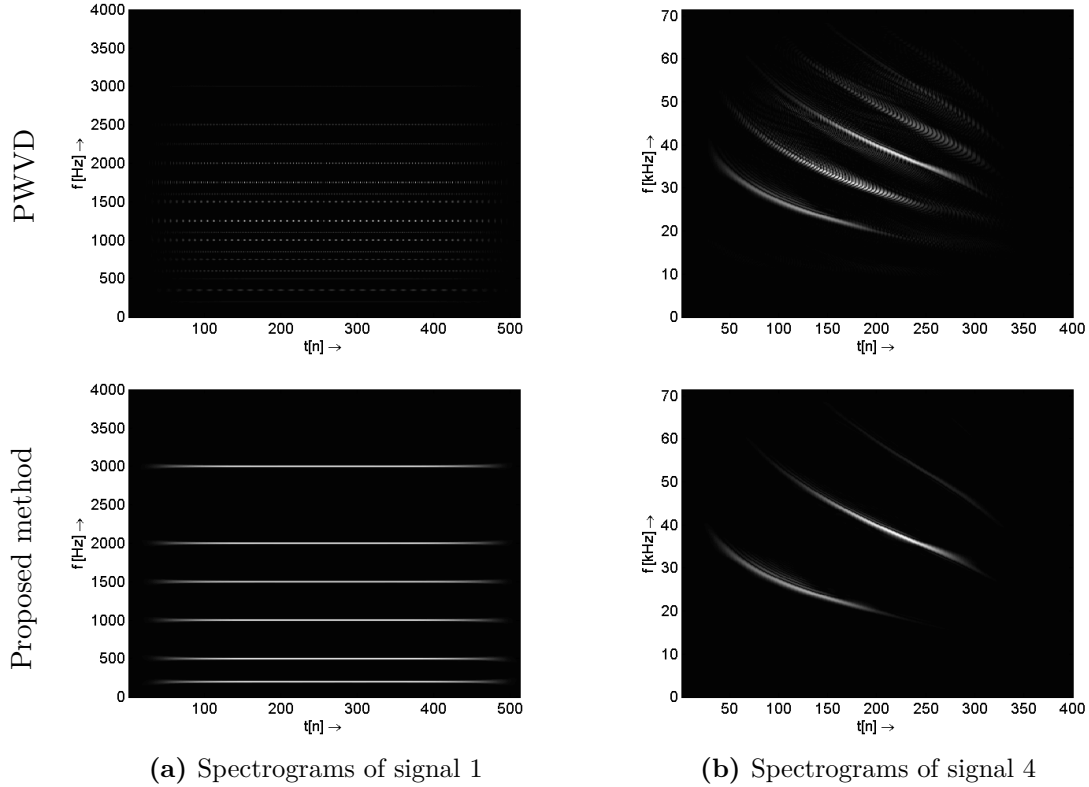


Figure 1: Spectrograms obtained by application of PWVD and the proposed method on signal 1 (multicomponent harmonic signal) and 4 (bat’s echolocation signal).

The method yields results comparable with ADTFD and even outperforms it in some cases. In multicomponent harmonic signal, the ADTFD spectrogram shows significantly less crossterm reduction even with bigger kernell sizes. In the bat signal, proposed method eliminates crossterms completely thus giving better result in comparison with ADTFD. On the other hand, use of the ADTFD results in better reduction of “self crossterms” created near areas where autoterm components are curved.

When applied on signals with near-located spectral components, the noticeable lack of separation in the ambiguity domain results, depending on threshold settings, in significant resolution loss or imperceptible crossterms reduction.

4 CONCLUSION

Proposed method seems to give promising results when applied on the most of the signals from the test data set. In signals that are composed of two near-frequency harmonic components, method fails to deliver satisfying results.

There is a corellation between analyzed signal character and ideal segmentation algorithm threshold parameter as well as ideal contrast adjustment amount. For fully adaptive solution, these parameters should be also adapted automatically. Overall, however, the method produces results with good ratio between resolution and crossterm suppression.

ACKNOWLEDGEMENT

The author wishes to thank Curtis Condon, Ken White, and Al Feng of the Beckman Institute of the University of Illinois for the bat data and for permission to use it in this paper.

REFERENCES

- [1] Y. S. SHIN, J. JEON. *Pseudo Wigner–Ville Time-Frequency Distribution and Its Application to Machinery Condition Monitoring*. Department of Mechanical Engineering Naval Postgraduate School, 1993.
- [2] B. BOASHASH. *Time-frequency Signal Analysis and Processing A Comprehensive Review* Academic Press, 2013. ISBN 9780123984999
- [3] D.H. BALLARD, C. M. BROWN. *Computer vision* Englewood Cliffs, N.J.: Prentice-Hall, c1982. ISBN 0131653164.
- [4] A. NAIT-ALI. *Advanced biosignal processing*. Berlin: Springer, c2009. ISBN 978-3-540-89506-0.
- [5] N.A. KHAN, B. BOASHASH. *Multi-component instantaneous frequency estimation using locally adaptive directional time frequency distributions*. International Journal of Adaptive Control and Signal Processing. Bognor Regis: Wiley Subscription Services, 2016, 30: 429–442. doi: 10.1002/acs.2583.
- [6] S. SRIDHAR, S. MEERAVALI. *A Generalised Unsharp Masking Algorithm Using Bilateral Filter* International Journal of Engineering Trends and Technology (IJETT). V4(7):2896-2902 Jul 2013. ISSN:2231-5381. (Retrieved from: <http://ijettjournal.org/archive/ijett-v4i7p125>).

TRAVEL TIME PREDICTION

Andrej Mudroch

Master Degree Programme (2.), FEEC BUT

E-mail: xmudro01@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Peter Honec

E-mail: honecp@feec.vutbr.cz

Abstract: This paper discusses the methods of travel time prediction based on the usage of machine learning and historical data. The developed prediction models are described as well as the data sources which were used as the input of the prediction models. Finally, the comparison of the models' performance is shown, providing proof the developed models have ability to outperform the widely used model based on instantaneous travel time that is not using statistical learning.

Keywords: travel time, prediction, regression

1 ÚVOD

Presné stanovenie dojazdovej doby vozidiel na cestných komunikáciách má v doprave veľký význam. Umožňuje lepšie plánovanie trás pre jednotlivcov či priemysel. Presná predikcia dojazdových dôb má taktiež nezanedbateľný psychologický efekt. Táto práca sa venuje metóde na spresnenie stanovenia dojazdovej doby, pričom na určenie dojazdových dôb využíva prediktívne štatistické modely postavené na historických dátach.

2 STANOVENIE DOJAZDOVEJ DOBY

Dojazdová doba vozidla $\Delta t = t_2 - t_1$ je definovaná ako doba potrebná na prekonanie vzdialenosti medzi bodmi A a B, keď vozidlo vyráža z bodu A v čase t_1 a prichádza do bodu B následne v budúcnosti v čase $t_2 = t_1 + \Delta t$.

Dojazdová doba sa dá stanoviť viacerými spôsobmi. Jedným z nich je sledovanie prejazdov vozidiel medzi dvomi bodmi, pričom vozidlá môžu byť identifikované napríklad opticky (zosnímanie a rozpoznanie ŠPZ) alebo na základe MAC adres bluetooth/wifi zariadení, ktoré sú v nich umiestnené. Dojazdová doba, ktorú takto získame v reálnom čase, sa nazýva okamžitá dojazdová doba. Hodnota okamžitej dojazdovej doby je ale k dispozícii až vtedy, keď vozidlo dosiahne cieľovú destináciu. Nie je teda k dispozícii v reálnom čase odjazdu, ale až s oneskorením, čo má za následok, že vodičovi je poskytnutý údaj platný pre vozidlo, ktoré vyrazilo v minulosti v čase $-\Delta t$. Rozdiel medzi reálnou dojazdovou dobou vozidla a okamžitou dojazdovou dobou je viditeľný na obrázku 1.

Z tohto dôvodu boli na predikovanie dojazdovej doby vyvinuté nižšie popísané modely, ktoré v reálnom čase dávajú presnejšiu informáciu o dojazdovej dobe.

3 PREDIKČNÉ MODEL Y

Pri tvorbe štatistických modelov boli využité historické dáta z rôznych zdrojov. Jedná sa o hodnoty okamžitej dojazdovej doby, dáta z radarových senzorov umiestnené na rôznych miestach sledovanej komunikácie a časové údaje týchto dát. Tieto dáta boli následne zoskupené podľa času a boli z nich vytvorené príznaky zahŕňajúce priemerné rýchlosti a počty vozidiel, obsadenie komunikácie a časové príznaky ako deň v týždni a víkend.

3.1 TIME DOMAIN MODEL

TimeDomainModel je model založený na časovom pôvode dát, ktorý je inšpirovaný algoritmom LOKRR [1]. Model využíva predpoklad, že dojazdová doba je závislá od času dňa. Dáta - príznaky zo všetkých dní z celého obdobia použitého na tréning algoritmu, sú teda rozdelené do N časových okien w_i $i = 0 \dots N - 1$ reprezentujúcich 10 minútové časové úseky.

Pre každé časové okno w_i je vytvorený prediktor, ktorý zaisťuje predikciu iba pre toto okno. Na tréning prediktoru sú použité dáta z časového okna w_i a z pril'ahlych okien w_{i-1} a w_{i+1} . Tak je vytvorené tolerančné pásmo pre nepravidelnosti v doprave, keď v niektoré dni môže očakávaný vzor nastať s istým posunom a už by nespadal do očakávaného časového okna a teda oblasti pôsobnosti prediktoru. Ako prediktory pre jednotlivé časové okná je možné použiť ľubovoľný regresný algoritmus.

3.2 CLUSTER MODEL

Tento model je založený na tom, že existujú vektory príznakov (body), ktoré sú si natoľko podobné, že tvoria clustre - zhľuky. Pri predpoklade, že takéto zhľuky dátových bodov existujú, je výhodnejšie vytvoriť prediktor pre každý cluster zvlášť, čo umožňuje lepšie zachytenie štruktúry dát.

V prípade tohto modelu je potrebné vybrať clusterizačný algoritmus, ktorým budú vytvorené clustre (fáza tréningu) a ktorý dokáže priradiť príslušnosť nových dát ku clusterom (fáza predikcie). Je potrebné podotknúť, že výsledný model je vo veľkej miere ovplyvnený výstupom clusterizačného algoritmu a teda jeho počiatočnými podmienkami. Tiež je potrebné stanoviť regresný algoritmus, ktorý bude využitý na vytvorenie prediktorov pre jednotlivé clustre.

3.3 COMBINED MODEL

Tento model využíva kombináciu N plnohodnotných modelov (TimeDomainModel alebo ClusterModel) a spracováva hodnoty dojazdovej doby predikované týmito modelmi. Na kombináciu výsledkov jednotlivých modelov môže byť použitá ľubovoľná agregáčna funkcia, v tejto práci bol použitý aritmetický priemer, čiže výstupná hodnota \hat{y} je stanovená ako

$$\hat{y} = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^N f_i(X) \quad (1)$$

4 POROVNANIE VÝSLEDKOV MODELOV

Modely boli otestované a porovnané s reálnou hodnotou dojazdovej doby. Pre účely testu boli využité dáta z mestskej komunikácie s dĺžkou 6.6 km. Na vytvorenie modelov boli využité dáta z obdobia 10/10/2016 - 17/1/2017, predikcia bola overená na dátach 17/1/2017 - 14/2/2017. Ako porovnávacie kritériá boli využité rozšírené metriky pre vyhodnocovanie regresných modelov - MAPE [2], MAE a RMSLE [3], ktoré sú definované nasledovne:

$$MAPE = 100 \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \frac{|y_i - \hat{y}_i|}{y_i} \quad [\%] \quad (2) \quad MAE = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N |y_i - \hat{y}_i| \quad [s] \quad (3)$$

$$RMSLE = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (\ln(\hat{y}_i + 1) - \ln(y_i + 1))^2} \quad [-] \quad (4)$$

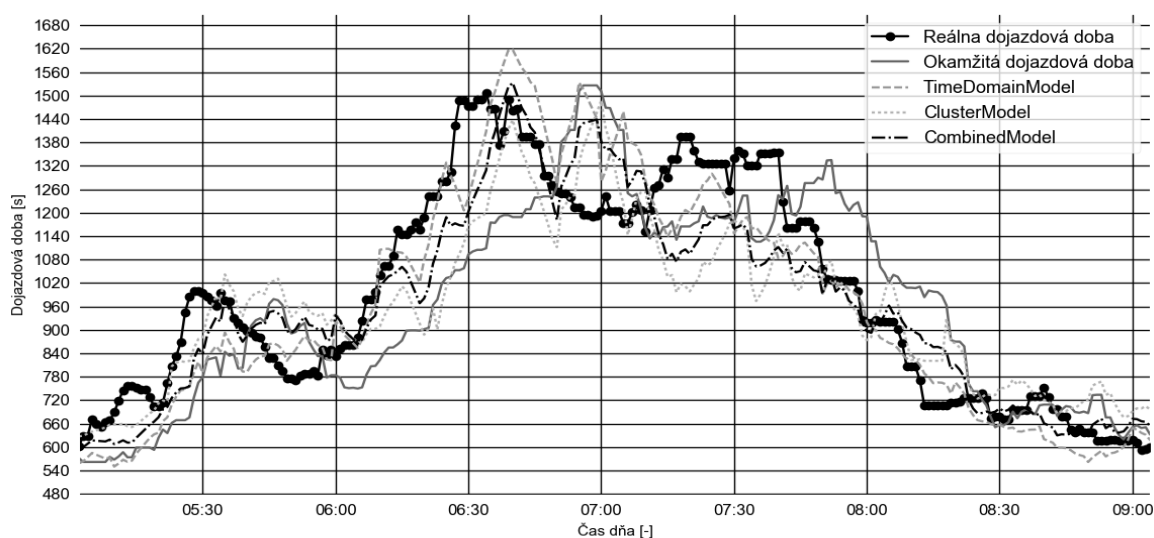
kde y_i je referenčná (reálna) hodnota dojazdovej doby a \hat{y}_i je hodnota estimovaná modelmi.

Porovnanie výsledkov predikcií je uvedené v tabuľke 1. Parametre pre použité modely boli určené prostredníctvom metódy grid-search s využitím 80% dát pre tréning a 20% pre testovanie (dáta boli

brané v súlade s ich časovou postupnosťou, čiže pre fázu testovania boli použité najnovšie dáta).

Metóda predikcie	MAPE [%]	MAE [s]	RMSLE [-]
Okamžitá dojazdová doba	10.9	78	0.16
TimeDomainModel	10.6	76	0.15
ClusterModel	8.8	65	0.13
CombinedModel	9.2	66	0.14

Tabuľka 1: Porovnanie chýb predikcií modelov pre obdobie 17/1/2017 - 14/2/2017



Obr. 1: Znáozornenie predikcií modelov počas rannej dopravnej špičky

5 ZÁVER

V tejto práci boli predstavené štatistické modely pre predikciu dojazdových dôb. Bolo ukázané, že tieto modely produkujú pri stanovovaní dojazdovej doby lepšie výsledky ako metóda okamžitej dojazdovej doby. Zlepšenie spočíva v zmenšení chyby MAPE v porovnaní s metódou okamžitej dojazdovej doby o 3 % pre TimeDomainModel až 19 % pre ClusterModel, chyby MAE o 3 - 17% a RMSLE o 6 - 19%, čo je badateľné z tabuľky 1. Tieto modely budú použité v predikčnom systéme na predikovanie dojazdových dôb, pričom budú extenzívne otestované v praxi.

LITERATÚRA

- [1] LUNDE, Emil Øien a Thomas WOLFF. *Time Prediction: A Comparison Study on a common Data Set*. Trondheim, 2015. Dostupné také z: https://brage.bibsys.no/xmlui/bitstream/id/401494/12828_FULLTEXT.pdf. Master's thesis. Norwegian University of Science and Technology. Vedoucí práce Anders Kofod-Petersen.
- [2] Mean absolute percentage error. In: *Wikipedia: the free encyclopedia* [online]. San Francisco (CA): Wikimedia Foundation, 2001- [cit. 2017-03-15]. Dostupné z: https://en.wikipedia.org/wiki/Mean_absolute_percentage_error
- [3] CUKIERSKI, William. Metrics. *Kaggle* [online]. Kaggle Inc. [cit. 2016-10-24]. Dostupné z: <https://www.kaggle.com/wiki/Metrics>

SUPERVISED SEGMENTATION FOR 3D SLICER

Daniel Chalupa

Master Degree Programme (2), FEEC BUT

E-mail: xchalu11@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Jan Mikulka

E-mail: mikulka@feec.vutbr.cz

Abstract: The purpose of this work is to introduce an extendable framework for training and usage of machine learning algorithms. This framework is bundled in an extension for 3D Slicer that is to be used for medical images segmentation. An example usage of the extension is also provided.

Keywords: 3D Slicer, C++, extension, machine learning, optimization, segmentation, tomography

1 INTRODUCTION

3D Slicer[1] is an extendable platform used to process and visualize medical images. Extendability is achieved with Slicer Extensions, which provide a way to develop new functionality for the Slicer Community and third-party developers. One way to create such an extension is by means of compiling a dynamically linked library to be loaded through the interface of 3D Slicer. This library then has full access to 3D Slicer core utilities and does not sacrifice any performance due to being developed in the C++ language. This method is used to develop the Supervised Segmentation Extension. Other methods include a separate command line interfaced application or an extension written in the Python scripting language.

Although the Slicer Extension Library is already impressive in size and covers a vast range of topics, at the time of writing, none of them uses machine learning for segmentation.

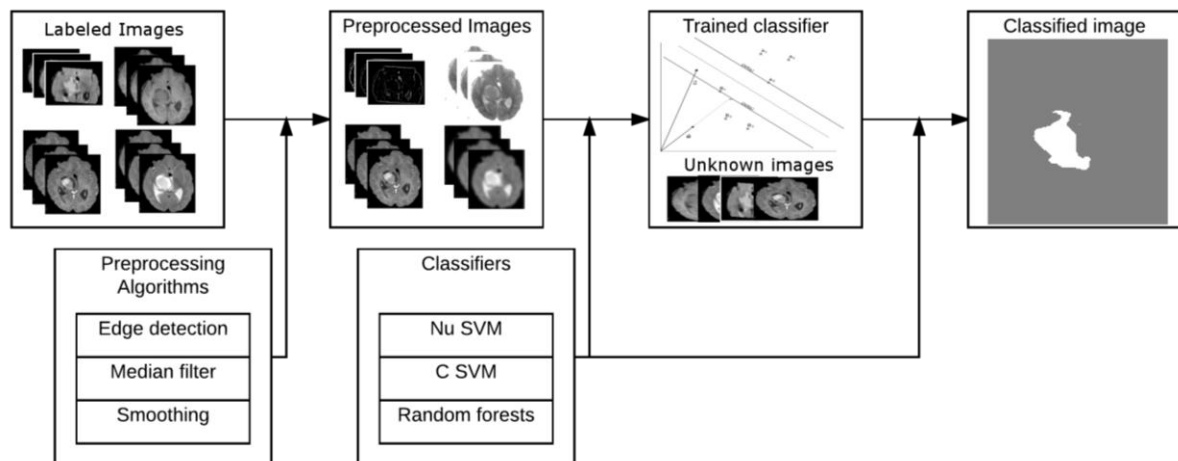


Figure 1: Simplified Supervised Segmentation Extension's operation

2 FEATURES

The Supervised Segmentation Extension will provide the means to preprocess images, train a classifier and then use the classifier to segment an unknown image following the diagram in **Figure 1**. To achieve this, a variety of third-party libraries, such as dlib[2] and Shark[3] will be included.

Libraries that provide equivalent functionality will be examined for the accuracy and performance of each will be recorded and presented in the graphical user interface (GUI).

An extendable list of preprocessing algorithms is included in the extension. At minimal this list will provide a median filter and a variety of spatial filters. At the time of writing, the 3D median filter and the Sobel operator are implemented.

Currently, an extendable list of classifiers includes dlib's C Support Vector Machine (SVM), Nu SVM and the online Pegasos SVM. C and Nu SVMs use radial basis kernel and provide the means to find and use the optimal parameters for training. In theory, the user is not limited by the modality, through which the data was obtained. All planned classifiers and preprocessing algorithms are general-purpose. SVMs were implemented first, because of their clear mathematical properties[4] and fast convergence in comparison with other techniques, such as neural networks.

Serialization and deserialization of trained classifier, together with metadata about the learning datasets are provided. This allows the user to train a classifier once and then use it multiple times across multiple sessions or projects.

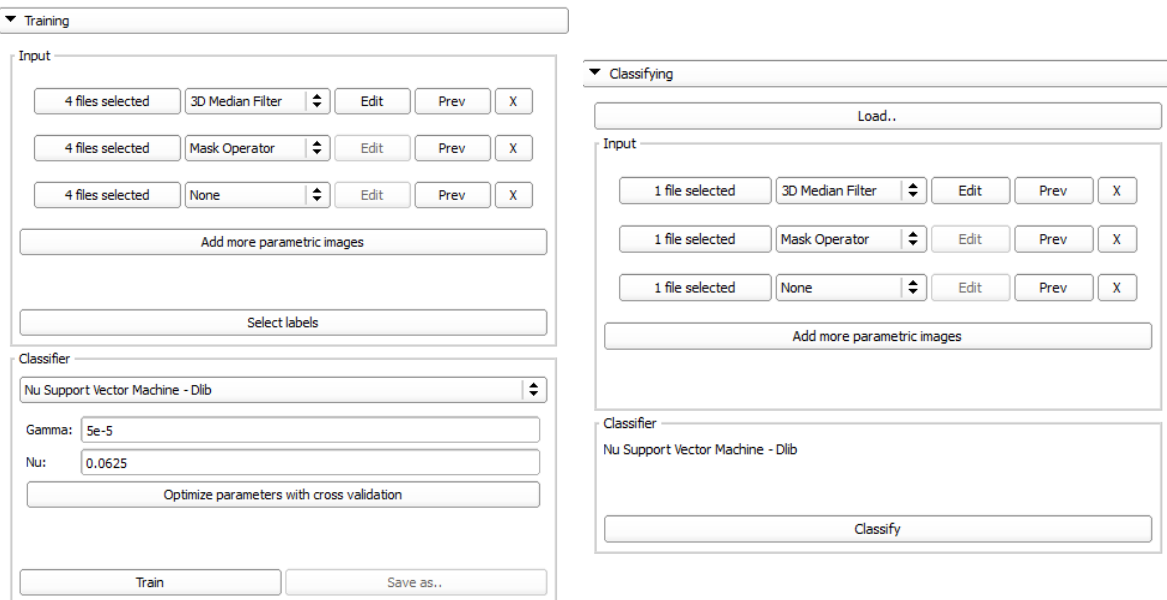


Figure 2: Separate Graphical User Interfaces for training and classifying

All used image volumes are included directly in 3D Slicer's own interface as vtkMRMLNode. This makes them readily available to be used in other extensions, or exported.

To train a classifier the user selects one or multiple images for each feature (e.g. 6 images of T1-weighted MRI image as one feature dimension and the same number of T2-weighted images). These images could be any image in data format that 3D Slicer can decode and use as a volume node. Then, the user provides 3D Slicer-readable labels for the data, picks a classifier and, if needed, modifies provided training parameters. The GUIs presenting this are shown in **Figure 2**.

To classify an image set, loading of a previously trained classifier is required. The user is then prompted to select unlabeled data with the same number of feature dimensions. Following the previous example, the user should select one or multiple T1-weighted images as one feature dimension and the same number of T2-weighted images as the second dimension.

3 RESULTS AND DISCUSSION

Using single unprocessed T2-weighted and FLAIR image from the BRATS database as two feature dimensions and dlib's Nu SVM classifier, the extension was able to optimize ν parameter and radial basis kernel's γ parameter in under a half an hour on a quad-core Intel i7-6700HQ. To achieve that, the extension used 6-fold cross-validation and the resulting sensitivity and specificity as a metric. The extension was able to achieve 99.33% sensitivity and 97.74% specificity using image set BRATS_LG0001, the extension found the optimal parameters as $2.5e-4$ for ν and $1.0e-05$ for γ . A more robustly trained classifier remains to be tested. The probable cause for these high values is the small sample size and lack of testing on untrained samples.

A more thorough research of the SVM-based classification of MRI images using various feature vectors conclude an accuracy of 87.5% [5], 92.71% [6] and over 90% with specificity over 70% and sensitivity around 85% [7]. The last paper also includes a quantitative comparison of SVM and other machine learning algorithms with the result being in favor of SVM.

4 CONCLUSION

Even though the extension is still a work-in-progress, the user is already able to train and classify images using the tools provided. All volume data formats supported by the 3D Slicer are also supported by the extension.

The ultimate goal is to provide an easy to use and extendable supervised classification platform that utilizes machine learning to users and third-party developers. Features remaining to be added include a multi-classifier classification, where two or more classification results may be combined using a specified function. Additional machine learning libraries and image preprocessing algorithms will also be included. The whole source code will be publicly available on GitHub for anyone to add features to or enhance performance.

REFERENCES

- [1] Fedorov, A., Beichel, R., Kalpathy-Cramer, J., et al.: 3D Slicer as an image computing platform for the Quantitative Imaging Network. *Magnetic Resonance Imaging* [online]. 2012, 30(9), 1323-1341, DOI: 10.1016/j.mri.2012.05.001. ISSN 0730725x.
- [2] King, E. D.: Dlib-ml: A Machine Learning Toolkit [online]. 2009, *Journal of Machine Learning Research* 10, 1755-1758
- [3] Igel, CH., Heidrich-Meisner, V., Glassmachers, T.: Shark [online]. 2008, *Journal of Machine Learning Research*, 993-996, 9
- [4] Vapnik, V.: *Estimation of Dependences Based on Empirical Data* 2006, Springer New York ISBN 978-0-387-30865-4
- [5] Gandhi, T., Panigrahi, B. K., Gupta, T.: Classification of post contrast T1 weighted MRI brain images using support vector machine, 2016 3rd International Conference on Computing for Sustainable Global Development (INDIACom), New Delhi, 2016, pp. 2560-2563, ISBN 978-9-3805-4421-2
- [6] Halder, A., Dobe. O.: Detection of tumor in brain MRI using fuzzy feature selection and support vector machine, 2016 International Conference on Advances in Computing, Communications and Informatics (ICACCI), Jaipur, 2016, pp. 1919-1923. doi: 10.1109/ICACCI.2016.7732331
- [7] Sumithra, M. G., Deepa, B.: Performance analysis of various segmentation techniques for detection of brain abnormality, 2016 IEEE Region 10 Conference (TENCON), Singapore, 2016, pp. 2056-2061. doi: 10.1109/TENCON.2016.7848387

DIGITAL IMAGE PREPROCESSING OF MITOTIC CHROMOSOMES

Luboš Jaroš

Master Degree Programme (2), FEEC BUT

E-mail: xjaros35@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Helena Škutková

E-mail: skutkova@feec.vutbr.cz

Abstract: The goal of this work is to develop a novel algorithm for chromosome detection to make the following analysis of human genome easier. The algorithm uses a multiphase detection based on the Otsu and active contour methods. The accuracy validation is tested on samples from the on-line BioImlab databases.

Keywords: chromosome, image processing, cytogenetic, karyotype

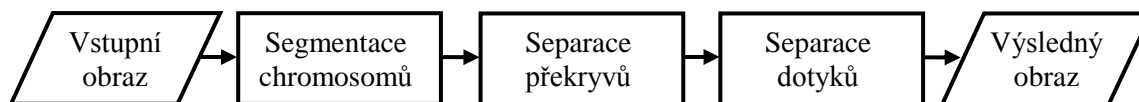
1 ÚVOD

Rozvoj moderní medicíny umožňuje studovat lidský genom a odhalovat predispozice pro různá genetická onemocnění. Jednou z technik, která toto umožňuje je analýza lidského karyotypu neboli souboru všech chromosomů. Nejdůležitějším krokem při analýze karyotypu je detekce jednotlivých chromosomů. Chromosomy se mohou navzájem překrývat nebo dotýkat, což zhoršuje detekci.

Cílem této práce je navrhnout nový algoritmus pro detekci jednotlivých chromosomů a tím zjednodušit následnou analýzu karyotypu. Jako vstupní data jsou použity mikroskopické snímky z proužkovacích metod, které jsou volně dostupné z databáze BioImLab. Algoritmus využívá vícefázové detekce založené na kombinaci prahování metodou Otsu a segmentaci pomocí aktivních kontur.

2 DETEKCE CHROMOSOMŮ

Předzpracování obrazu mitotických chromosomů spočívá v detekci jednotlivých chromosomů. V obrazu se mohou vyskytovat osamocené chromosomy nebo shluky dvou a více chromosomů, které se dotýkají či překrývají. Cílem je jednotlivé chromosomy rozpoznat a vyseparovat. Detekce chromosomů se skládá z několika kroků, které jsou zobrazeny na obrázku **Chyba! Nenalezen zdroj odkazů.** a podrobněji jsou popsány v následujících podkapitolách.

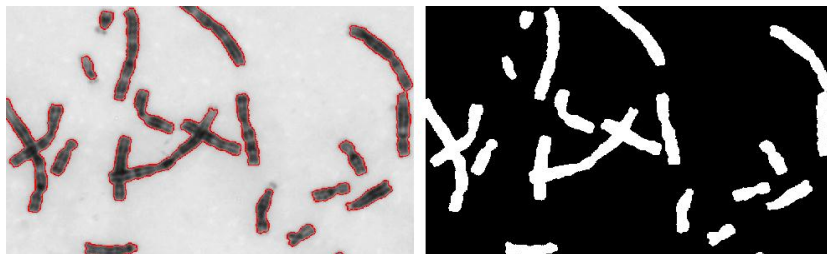


Obrázek 1: Blokový diagram algoritmu

2.1 SEGMENTACE CHROMOSOMŮ OD POZADÍ

Prvním krokem segmentace chromosomů je předzpracování vstupního obrazu. Obraz musí být převeden na šedotónový. Dále musí obsahovat světlé pozadí a tmavé chromosomy. Z důvodu zvýraznění chromosomů je provedena ekvalizace histogramu. Cílem tohoto předzpracování je využití všech hladin šedi rovnoměrně.

Segmentace chromosomů od pozadí využívá vícefázovou detekci založenou na metodě Otsu a aktivních kontur. Nejprve je pomocí Otsu metody zjištěn práh pro tvorbu binární masky. Binární maska získaná z Otsu metody zvýrazní nejen chromosomy, ale i nečistoty ze snímku. Proto je na binární masku nutné aplikovat mediánový filtr k potlačení nečistot. Získaná binární maska je vstupem pro metodu aktivních kontur [1], která využívá uzavřenou konturu. Kontura se přizpůsobuje podle okolních pixelů. Tímto způsobem jsou ohraničeny všechny jednotlivé chromosomy nebo shluky chromosomů. Segmentace chromosomů od pozadí je zobrazena na obrázku 2a a binární maska této segmentace na obrázku 2b.

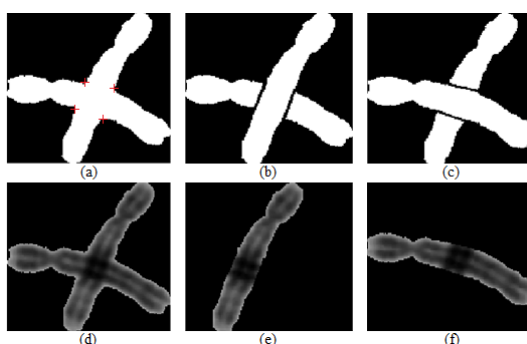


Obrázek 2: Segmentace chromosomů od pozadí

2.2 SEPARACE PŘEKRÝVAJÍCÍCH SE CHROMOSOMŮ

Některé segmentované chromosomy obsahují dva či více překrývajících se chromosomů. Do této části algoritmu postupně vstupují segmentované chromosomy nebo shluky chromosomů. Z jednotlivých obrazů je určena pomocí skeletonizace středová linie. Pokud obraz obsahuje pouze dva konce středové linie, je obraz považován za správně detekovaný (obsahuje pouze jeden chromosom). Pokud obsahuje více než dva konce středové linie, je obraz považován za špatně detekovaný a je nutné jednotlivé shluky chromosomů rozdělit.

Rozdělení chromosomů spočítá v nalezení středu, kde se středové linie protínají. Od tohoto místa jsou nalezeny čtyři body. Podle typu překřížení středové linie jsou postupně spojeny dva body do jedné fiktivní přímky nebo čtyři body do dvou fiktivních přímek a následně rozděleny na dva obrazy s chromosomy. To je možné vidět na obrázku 3. Obrázek 3a zobrazuje binární masku s červenými body, kterými jsou vedeny fiktivní přímky (obrázek 3b a obrázek 3c). Na obrázku 3d je zobrazen shluk dvou chromosomů a obrázky 3e a 3f již zobrazují rozdělené chromosomy. Oba výsledné obrazy opět vstupují do algoritmu a dochází k určení počtu konců středové linie. Obrazy znovu vstupují do algoritmu, proto abychom ověřili, zda se jedná o osamocený chromosom. V opačném případě dochází k dalšímu rozdělení.

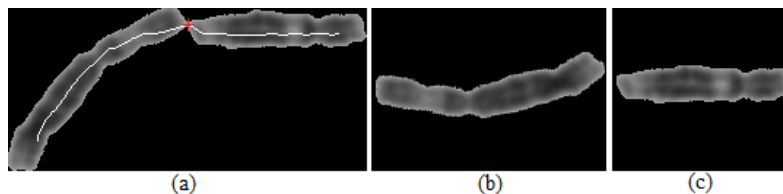


Obrázek 3: Separace překrývajících se chromosomů

2.3 SEPARACE DOTÝKAJÍCÍCH SE CHROMOSOMŮ

Dotýkající se chromosomy jsou chromosomy, které se částečně dotýkají, ale nepřekrývají se. Většinou se jedná o spojení pouze dvou chromosomů. Chromosomy v místě dotyku jsou charakterizovány zúžením a zvýšením jasové hodnoty oproti tělu chromosomu. Centromera je také charakterizována zúžením, ale obsahuje nižší jasové hodnoty.

K rozdělení dotýkajících se chromosomů je znovu nutné určit středovou linii potenciálního shluku chromosomů (obrázek 4a). Procházením středové linie jsou počítány dva parametry - šířka a intenzita jasu této šířky chromosomu. Jestliže parametry poklesnou pod práh, dochází k určení bodu doteku dvou chromosomů. Práh je adaptivně nastavován podle chromosomu. Pokud se nachází více bodů doteku vedle sebe, tak je vybrán bod s nejmenší šířkou. Pomocí nalezeného bodu a bodů ve středové linii je vytvořena fiktivní přímka, která rozdělí shluk chromosomů (obrázek 4b a 4c).



Obrázek 4: Separace dotýkajících se chromosomů

3 DISKUZE A VÝSLEDKY

Automatické předzpracování obrazu mitotických chromosomů bylo testováno na snímcích z volně dostupné databáze BioImLab [2], která obsahuje přes 100 mikroskopických snímků. Výsledná úspěšnost detekce chromosomů je 87,4 %. Tyto výsledky jsou srovnatelné s jinými autory, kteří se zabývají stejnou problematikou [3][4]. Publikované metody ovšem nebyly testovány na takto velké databázi, a proto není možné přesného srovnání. Ačkoliv detekce dosahuje relativně dobré úspěšnosti, dochází k chybným detekcím, se kterými se potýkají i jiní autoři. Detekce chromosomů popsaná v práci nejčastěji selhává při špatném výpočtu středové linie, ze které vychází dílčí část algoritmu. Při nalezení fiktivních konců středové linie může být nesprávně rozdělen chromosom. I přes tento nedostatek je úspěšnost detekce nejvíce ovlivněna kvalitou snímků mitotických chromosomů. U snímků s nízkou kvalitou dochází ke snížení úspěšnosti detekce. Na snímky byly aplikovány různé druhy filtrů (ostřicí, potlačující šum) a až na mediánový filtr docházelo ke snížení výtežnosti z obrazu. Proto od těchto metod bylo upuštěno. Algoritmus slouží pouze k segmentaci chromosomů, ale dále by mohl být rozšířen o analýzu karyotypu. Analýza by spočívala v zjištění numerických a strukturních aberací. Numerické aberace se zjistí z počtu chromosomů. Strukturní aberace z klasifikovaných chromosomů, které by se porovnávali s ideogramy lidského karyotypu.

4 ZÁVĚR

Výsledkem práce je algoritmus pro automatickou detekci chromosomů, který byl realizován v programovacím prostředí MATLAB. Algoritmus využívá vícefázové detekce vycházejících z metod Otsu a aktivních kontur. Segmentované chromosomy jsou dále rozděleny, dojde-li k překryvu nebo dotyku chromosomů. Algoritmus byl testován na snímcích, kde byla ověřena robustnost. I když v některých případech selhání detekce chromosomů je nutný lidský zásah, tak výsledný předzpracovaný obraz značně zjednoduší analýzu karyotypu.

REFERENCE

- [1] T.F. Chan, L.A. Vese: Active Contours Without Edges, IEEE Transactions on Image Processing, 2001, s. 266-277
- [2] BIOIMLAB Chromosome. Data Set for Segmentation [online]. 2010 [cit.2017-03-08]. Dostupné z: <http://bioimlab.dei.unipd.it/Chromosome%20Data%20Set%204Seg.htm>.
- [3] MINAEE, FOTOUHI, KHALAJ. A Geometric Approach For Fully Automatic Chromosome Segmentation, IEEE Transactions on Image Processing, 2014.
- [4] PIPER, JIM a ERIK GRANUM. On fully automatic feature measurement for banded chromosome classification. Cytometry, 1989, 10(3), 242-255.

VEHICLE CLASSIFICATION USING INDUCTIVE LOOPS SENSORS

Aliaksei Halachkin

Master Degree Programme (2), FEEC BUT

E-mail: xhalac00@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Peter Honec

E-mail: honecp@feec.vutbr.cz

Abstract: This project is dedicated to the problem of vehicle classification using inductive loop sensors. Developed classifier is based on nearest neighbors and logistic regression models and achieves 94 % accuracy on classification scheme with 9 vehicle classes.

Keywords: inductive loops, nearest neighbors, logistic regression, vehicle classification

1 INTRODUCTION

Intelligent Transport Systems (ITS) apply information and communication technologies to the field of road transport including traffic safety, operations, maintenance and enable more effective uses of communication, increase traffic safety and reliability, decrease travel times and the impact on the environment. ITS systems measure a bunch of vehicle parameters such as velocity, weight, length, license plate number, number of axles, class of vehicle to control traffic. A various sensing technologies are used with the aim of identifying class of a vehicle. Among them may be video detectors, piezoelectric, ultrasonic and induction loop detectors. While combination of these systems achieve best classification performance, they could be used separately. Further in case of combination of classification systems, improving one of systems affects performance of a full system. This project concentrates on inductive loop detectors that belong to low cost vehicle detectors and shows how machine learning techniques can be applied for vehicle classification using signals from inductive loops.

2 TRAFFIC DATA COLLECTION USING INDUCTIVE LOOPS SENSORS

The inductive loop sensor is a continuous run of wire that enters and exits from the same point. The detector powers the loop causing a magnetic field in the loop area. The loop resonates at a constant frequency that the detector monitors. When a large metal object moves over the loop, it induces eddy currents in the wire loops, which decrease their inductance and increase oscillation frequency. Measured frequency changes make a certain signal that differs depending on the passed object. Loop signal is based on metal surface area and a distance between metal surfaces and the loop. Dual-loop (two loops per lane, one after another) detectors installed in the road are used to measure length and speed of the vehicle.

3 VEHICLE CLASSIFICATION

3.1 DATASET

The traffic data provided by the Camea Ltd. contained around 200 thousand vehicle records (30 GB, about 600 thousand files). A special SW was created using C# and .NET technologies to operate with the data and manually label observations. The dataset created using this SW contains around 10000

vehicles, where each vehicle is represented by its photo, data from loop sensors, data from Weigh-in-motion system and additional attributes extracted by algorithms used in company. Vehicles were dropped into 44 classes. This 44 classes were mapped to the more general 9 classes, such as car, car with trailer, van, cargo vehicle, semitrailer and others.

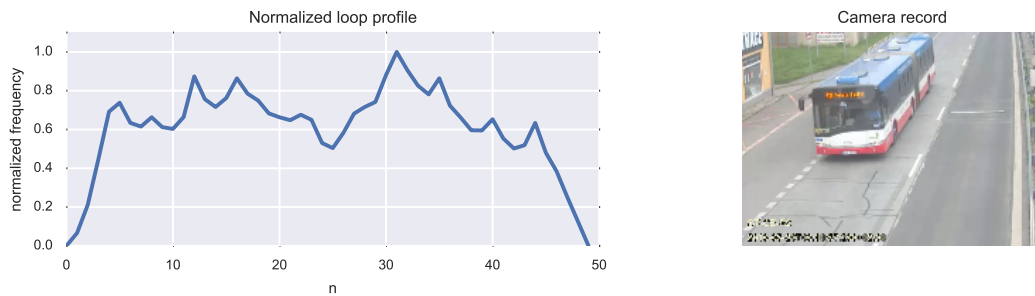


Figure 1: Vehicle loop profile example

3.2 PREPROCESSING

Most of preprocessing part was already done by the company. It includes cropping and normalizing signal, subsampling it and extracting features. Several features are extracted from the loop profile such as number of peaks, integral of the signal, sum of derivatives. Feature vector used in classifier contains 27 features (length, 20 loop profile data points and 6 extracted features). Min-Max normalization was used nearest neighbors based methods. Min-Max normalization rescales the range of features to the range [0, 1].

3.3 CLASSIFIERS

Two opposing model types: nonparametric (nearest-neighbors) and parametric (logistic regression) were applied to our task. Then we combined these models into single model (local logistic regression) that achieves better performance than either model individually. We used macro-average of F_1 measure and stratified k-fold cross validation in model assessment and selection phase as a scoring function. We preferred macro-average because of skewed class distribution.

Nearest neighbor model performance highly depends on the metric. We used euclidean distance with feature weighting as a distance function. Several derivative-free methods such as hill-climbing, simulated annealing and coordinate descent with line search along coordinates were tested to find a local optimum of feature weights \mathbf{w} with respect to model performance. We did not notice significant difference between feature-weighting methods with respect to optimal value, but since coordinate-descent is the deterministic method with intuitively understandable parameters, we used it in final implementation.

Second model that had a high classification performance was logistic regression. We used L2-regularized logistic regression solver with one-vs-rest multiclass classification strategy from the LIBLINEAR [1] library. We had a great performance improving by using feature space straightening (polynomial combinations of the features). As a result, trained logistic regression achieves similar results as nearest neighbor with weighted features.

Finally we found that using using logistic regression locally has better performance than two models described above. Algorithm of local logistic regression looks as follows:

1. find k-nearest neighbors of unknown input sample. We have best results neighborhood size equals to 50 neighbors.

2. if all neighbors have same class label, assign to the unknown sample this label, otherwise continue
3. train logistic regression with k-nearest neighbors. We have also weighted samples by the inverse of their distances to the input sample.
4. use trained logistic regression to predict unknown sample class

model score	Nearest Neighbor	Nearest Neighbor with Weighted Features	Logistic Regression	Local Logistic Regression
accuracy	0,9140	0,9295	0,9328	0,9397
macro F1	0,9076	0,9282	0,9284	0,9389
micro F1	0,9140	0,9295	0,9328	0,9397
macro precision	0,9132	0,9316	0,9301	0,9354
micro precision	0,9140	0,9295	0,9328	0,9397
macro recall	0,9027	0,9251	0,9269	0,9429
micro recall	0,9140	0,9295	0,9328	0,9397

Table 1: Classifiers performance comparison on the dataset with 9909 observations and 9 vehicle classes. Single run of 5-fold stratified cross validation was used to estimate classification performance.

class code	description	precision	recall	F1	support
1	Motorcycles	1	0,99	1	118
2	Passenger cars	0,97	0,97	0,97	1766
3	Under 3.5 tons with trailer	0,96	0,96	0,96	624
4	Van	0,9	0,88	0,89	1142
5	2 axle cargo vehicles	0,9	0,93	0,91	2170
6	3 and more axle vehicles	0,83	0,75	0,78	645
7	Cargo vehicles with trailer	0,97	0,97	0,97	1072
8	Articulated truck	0,98	0,99	0,99	1950
9	Buses	0,98	0,99	0,98	422

Table 2: Local logistic regression classification metrics for each of vehicle classes

4 CONCLUSION

The goal of our project was developing a vehicle classifier based on signal from inductive loops. Several predictive models were tested and optimized mainly using Python scikit-learn [2] library. Selected model based on combination of logistic regression and nearest neighbor classifiers is able to classify 9 vehicle classes using signal from inductive loop. Currently we are implementing Python-prototype of our classifier in C++.

REFERENCES

- [1] R.-E. Fan, K.-W. Chang, C.-J. Hsieh, X.-R. Wang, and C.-J. Lin. LIBLINEAR: A Library for Large Linear Classification, *Journal of Machine Learning Research* 9(2008), 1871-1874. Software available at <http://www.csie.ntu.edu.tw/~cjlin/liblinear>
- [2] PEDREGOSA, Fabian. Scikit-learn: Machine Learning in Python. *The Journal of Machine Learning Research*. 2011, **12**, 2825-2830. ISSN 1532-4435. Available: <http://scikit-learn.org/>

HARDI dMRI IMAGING OF CERVICAL SPINAL CORD

Jakub Zimolka^{1,*}, Zuzana Piskořová¹, Alena Svátková^{2,3}, Petr Bednařík^{2,3},
Tomáš Horák², Pavel Hok⁴

¹ DBME FEEC BUT, Brno, CZE; ² CEITEC MU, Brno, CZE; ³ CMRR UMN, Minneapolis, USA; ⁴ UP Olomouc, CZE

* Master Degree Programme (2); E-mail: xzimol00@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Josef Bednařík², Petr Hluštík⁴, Christophe Lenglet³ and René Labounek^{1,4,#}

E-mail: labounek@phd.feec.vutbr.cz, rene.labounek@upol.cz

Abstract: Our work established an automatic pipeline of cervical spinal cord high angular resolution diffusion imaging (HARDI) data. Our pipeline that projects the diffusion results into high-resolution anatomical space utilizes Spinal Cord Toolbox (SCT), FSL libraries, in-house developed scripts and TORQUE-based batch system for grid computational engines. As one of the first, we are investigating multiple-direction models for human in-vivo spinal cord HARDI dMRI data. The visually inspected preliminary results indicate that significant 2nd directions are observable as expected based on previously presented mainly animal models. Our work provides an essential clinical tool that will allow quantifying spinal cord and dorsal spinal roots alterations in various neurological diseases in vivo.

Keywords: diffusion MRI, dMRI, HARDI, Spinal Cord Toolbox, FSL, segmentation, anisotropic diffusion, diffusion tensor imaging, DTI, ball and stick model

1. INTRODUCTION

Diffusion-weighted MRI (dMRI) is a widely utilized imaging method to quantify white matter (WM) microstructure inside the brain or spinal cord, based on properties of 3D diffusion profile [1]. The 3D diffusion profile may be free (isotropic), or restricted (anisotropic) as often observed in the WM [2]. While diffusion tensor imaging (DTI) simplifies the 3D diffusion profile with single ellipsoid, it allows to track major anatomical WM pathways and evaluate its 3D anisotropic character [1]. In spinal cord, particularly, the DTI has appropriate ability to visualize axon fiber bundles oriented in the axial (main) direction, however, it could not visualize axon bundles aligned in the other (second, minor) e.g. medio-lateral direction. HARDI data [3] from cervical spinal cord, which enable to model more diffusion directions per single voxel (e.g. with ball and stick model [4] or with Q-ball imaging [5]), were acquired to overcome ambiguity of previously-utilized DTI techniques.

2. METHODS

2.1. MR IMAGING

MR imaging of the cervical spine was performed at 3T (Siemens Prisma MR) using 64 channel head and 32 channel neck coils. We have acquired sagittal and transversal T2-weighted anatomical images and transversal T2*-weighted HARDI dMRI datasets for 26 healthy volunteers (13 women, age 24.2 ± 1.7 years, weight 74.4 ± 14.1 kg, height 174.8 ± 7.6 cm) who participated in this study.

Sagittal T2-weighted images: spin-echo sequence with repetition time (TR)/echo time (TE): 8640/98 ms, 4 averages, matrix: 896×896 , 30 contiguous 1,3 mm sections, field of view (FOV): 250×250 mm², voxel size: $0,28 \times 0,28 \times 1,3$ mm³.

Transversal T2-weighted images: gradient recalled sequence with TR/TE: 556/17 ms, 2 averages, matrix 512×512 , 30 contiguous 2,5 mm sections, FOV: 180×180 mm², voxel size: $0,35 \times 0,35 \times 2,5$ mm³.

ZOOMit HARDI dMRI dataset: TR/TE 4500/73 ms, matrix $68 \times 200 \times 23$, voxel size: $0,65 \times 0,65 \times 3 \text{ mm}^3$ (after interpolation in Fourier space), FOV = $44 \times 129 \text{ mm}^2$. Scans with reverse phase encoding (anterior-posterior (AP) and posterior-anterior (PA)) were acquired. PA acquisition consisted only five b_0 images, i.e. $b=0 \text{ mms}^{-2}$. For AP acquisition: 63 diffusion weighted (42 directions with $b=1000 \text{ mms}^{-2}$ and 21 with $b=550 \text{ mms}^{-2}$) and 7 un-weighted (b_0) scans were collected.

2.2. DATA ANALYSIS

Preprocessing step consists of anatomical image fusion, spinal cord segmentation, dMRI data preprocessing (motion correction, distortion correction) and co-registration of anatomical and diffusion images. Anatomical T2-weighted scans (sagittal and axial) provide an optimal resolution in different planes. First, spinal cord was segmented from the T2-weighted sagittal image based on elliptical Hough transformation with following smoothing and post-processing as implemented in [6]. To achieve the best results, high-resolution fused image was estimated after affine multimodal registration [7] with weighted non-linear additive fusion (different weights inside - 90 % trans. intensity: 10 % sag. intensity - and outside of the spinal cord - 50/50 %). Then, the final spinal cord segmentation was made from the fused anatomical image [6]. Diffusion MRI data preprocessing consist of distortion (susceptibility) artifact removal, motion and eddy current correction realized by libraries `topup` [8] and `eddy` [9]. The mean b_0 image was calculated from corrected dMRI data and co-registered to the anatomical fused image utilizing the two-step affine registration using the earlier spinal cord segmentation as the input and the mutual information as the final similarity criterion [7]. The pre-processed dMRI data were separately fitted into tensor [1] and ball and stick model [4]. The diffusion space results were transformed into fused anatomical space for visual quality evaluations.

3. RESULTS

Figure 1a and 1b demonstrate T2-weighted anatomical fused high resolution (high-res) image. The visual inspection of anatomical image fusion indicates that it is working properly on all subjects. Gray matter (GM) and WM of the spinal cord are clearly distinguishable on the axial plane. Figure 1b represents the magnification of their corresponding Figure 1a. In comparison, Figure 1d shows the raw T2-weighted transversal image that does not allow to depict such subtle anatomical details as fused images. Figure 1c shows the binary mask of the spinal cord segmentation, denoted in red. There is a small part of the spinal cord where the segmentation overflows and we get false positive segmentation results. Fractional anisotropy (FA) [2] in the anatomical space (Figure 1e) and diffusion

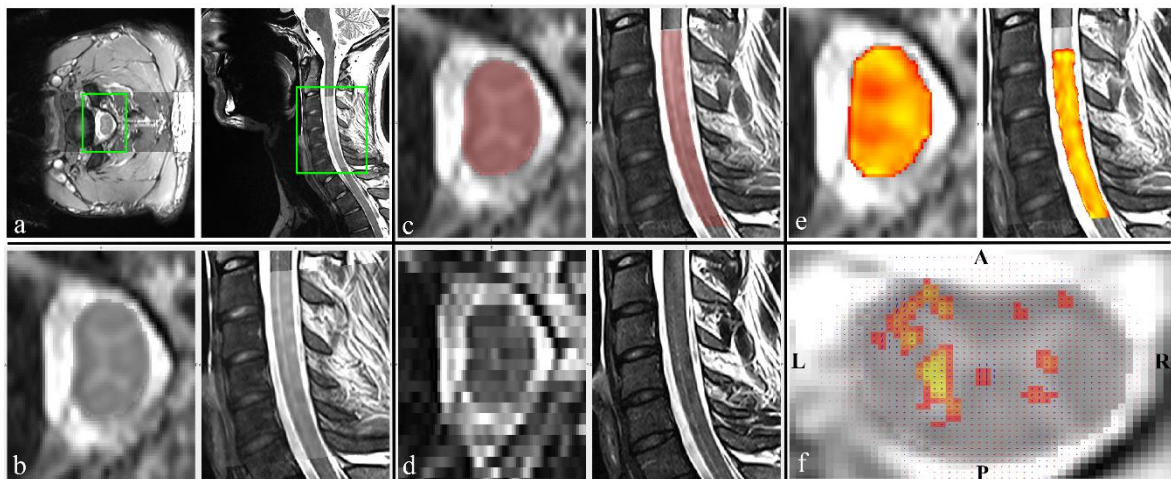


Figure 1: Single subject results: **a** represents T2-weighted anatomical fused high-res image, **b** is zoomed **a**, **c** shows spinal cord segmentation, **d** is T2-weighted sagittal image, **e** represents T2-weighted anatomical fused high-res image with ZOOMit HARDI dMRI FA map in anatomical space (red=0.3; yellow=0.9) and **f** is ZOOMit HARDI dMRI data with ball and stick model with 1st and 2nd fiber direction registered on T2 fused anatomical high-res image with partial volumes of 2nd fiber directions (red=0.05; yellow=0.28), which represents the percentile of the whole dMRI signal.

vector estimation on T2-weighted fused high-res image (Figure 1f) are provided. Beside DTI, we additionally utilized multi-direction single-voxel estimations and detected significant 2nd fiber directions with partial volumes of dMRI signal $f_2 <0.1-0.3>$ in areas of GM with fiber crossing and in areas of spinal nerve roots origin (Figure 1f).

4. DISCUSSION

Our work established an automatic processing pipeline of unique in-vivo human cervical spinal cord HARDI dMRI data. We achieved anatomical image fusion as well as automatic segmentation of the spinal cord [6]. However, the visual control of potential false positive segmentation outcomes with respect to low FA values is still needed (Figure 1c). As expected, FA maps show visible decreases in areas of GM, and DTI mainly visualize only bundles oriented in axial direction. Localization of 2nd fiber bundles and their significant partial volume in dMRI signal demonstrate that HARDI imaging has potential in future methodological and clinical research. We are currently fine-tuning image normalization to the template space and WM/GM segmentation. After that, mathematical and statistical evaluations can be done from distinct areas of spinal cord over different groups (e.g. men vs women, or later patients vs controls). Current spinal cord segmentation [6] fails in root segmentation. While they are observable in fused anatomical images, this step should be improved in the future. Despite current limitations and simultaneous concurrent investigations [10], our project unquestionably represents one of the first studies utilizing HARDI on human spinal cords in vivo. Our work has the potential to expand our understanding of microstructural deficits in various neurological conditions affecting spinal cord.

ACKNOWLEDGEMENT

We would like to express many thanks to Julien Cohen-Adad from Polytechnique Montréal in Canada for his help and insightful advice with optimal Spinal Cord Toolbox settings.

We acknowledge the core facility Multimodal and Functional Imaging Laboratory, institution Masaryk University, CEITEC supported by the MEYS CR (LM2015062 Czech-BioImaging); special thanks to Lubomír Vojtíšek, Veronika Fabíková and Petr Kudlička.

Computational resources were supplied by the MEYS CR under the Projects CESNET (Project No. LM2015042) and CERIT-Scientific Cloud (Project No. LM2015085).

REFERENCES

- [1] BASSER, P. J., et al. Estimation of the Effective Self-Diffusion Tensor from the NMR Spin Echo. *J. Magn. Reson., Series B*. 1994, 103, 247-54.
- [2] MORI, S., et al. Introduction to diffusion tensor imaging and higher order models. Second edition. Amsterdam: Elsevier, 2014. ISBN 978-0-12-398398-5.
- [3] TUCH, D., et al. High angular resolution diffusion imaging reveals intravoxel white matter fiber heterogeneity. *Magn. Reson. Med.* 2002, 48(4), 577-82.
- [4] BEHRENS, T.E.J., et al. Characterization and propagation of uncertainty in diffusion-weighted MR imaging. *Magn. Reson. Med.* 2003, 50(5), 1077-88.
- [5] TUCH, D. Q-ball imaging. *Magn. Reson. Med.* 2004, 52(6), 1358-72.
- [6] DE LEENER, B., et al. Segmentation of the human spinal cord. *MAGMA*. 2016, 29, 125-53.
- [7] DE LEENER, B., et al. SCT: Spinal Cord Toolbox, an open-source software for processing spinal cord MRI data, *NeuroImage*, 2017, 145, 24-43.
- [8] JESPER, L.R., et al. How to correct susceptibility distortions in spin-echo echo-planar images: application to diffusion tensor imaging, *NeuroImage*, 2003, 20(2), 870-88.
- [9] JESPER, L. R., et al. An integrated approach to correction for off-resonance effects and subject movement in diffusion MR imaging. *NeuroImage*, 2016, 1063-78.
- [10] COHEN-ADAD, J., et al. Demyelination and degeneration in the injured human spinal cord detected with diffusion and magnetization transfer MRI. *NeuroImage*. 2011, 55(3), 1024-33.

Doktorské projekty

Biomedicínské inženýrství a
bioinformatika

CORRELATION ANALYSIS OF FREEZING OF GAIT AND SPEECH DISORDERS IN PARKINSON'S DISEASE

Zoltán Galáz

Doctoral Degree Programme (3), FEEC BUT

E-mail: z.galaz@phd.feec.vutbr.cz

Supervised by: Jiří Mekyska

E-mail: mekyska@feec.vutbr.cz

Abstract: This paper deals with the analysis of a relationship between freezing of gait (FOG) and hypokinetic dysarthria (HD) in Parkinson's disease (PD). Experimental dataset consisted of 74 PD patients. We used freezing of gait questionnaire (FOG-Q) to characterize FOG in PD. The speech features that quantifies phonation, articulation and prosody was computed from the reading task composed of interrogative, imperative and indicative sentences. Using Spearman's and Pearson's correlation coefficients, we showed that reduced mobility of the articulatory organs in HD is significantly correlated with FOG in PD.

Keywords: Parkinson's disease, hypokinetic dysarthria, freezing of gait, correlation analysis

1 INTRODUCTION

Parkinson's disease (PD) is a frequent neurodegenerative disorder [1]. It is characterized by the substantial reduction of dopaminergic neurons especially in *substantia nigra pars compacta* [2] but also in other regions of the brain [3]. PD affects approximately 1.5% of people aged over 65 years [4]. It is associated with a variety of motor and non-motor symptoms [2] including speech disorders [5] and freezing of gait [6].

Speech disorders in PD are referred to as hypokinetic dysarthria (HD) [5]. HD is manifested in the area of phonation, articulation, prosody, speech fluency and faciokinesis [7, 8]. Increased acoustic noise, reduced voice intensity, harsh breathy voice quality, increased voice nasality, reduced variability of pitch and loudness combined with speech rate abnormalities, imprecise consonant articulation, unintentional introduction of pauses, rapid repetition of words or syllables, sudden deceleration/acceleration in speech has been observed in HD.

Freezing of gait (FOG) in PD is characterized by the inability to initiate or continue normal gait [6, 9]. Although, FOG is common in PD [10] affecting daily functioning and quality of life of the patients, the exact pathophysiological mechanism underlying FOG in PD is still not fully understood [11]. To assess FOG in PD, clinicians use a specialized six-item Likert-scale (5-point scale where a score of 0 indicates absence of the symptom, while a score of 4 indicates the most severe stage) questionnaire: Freezing Of Gait questionnaire (FOG-Q) [12].

The aim of this work is to investigate the relationship between HD and FOG in PD. For this purpose, wide range of speech features quantifying HD are computed. Correlation analysis between the speech features and FOG-Q is employed. The rest of this paper is organized as follows. Section 2 presents the dataset and the methodology. Experimental results are presented in section 3, and section 4 provides discussion and some conclusions.

Table 1: Freezing Of Gait Questionnaire template [12]

points	description
	Q1: <i>During your <u>worst</u> state – do you walk:</i>
0	Normally
1	Almost normally – somewhat slow
2	Slow but fully independent
3	Need assistance or walking aid
4	Unable to walk
	Q2: <i>Are your gait difficulties affecting your daily activities and independence?</i>
0	Not at all
1	Mildly
2	Moderately
3	Severely
4	Unable to walk
	Q3: <i>Do you feel that your feet get glued to the floor while walking, making a turn or when trying to initiate walking?</i>
0	Never
1	Very rarely – about once a month
2	Rarely – about once a week
3	Often – about once a day
4	Always – whenever walking
	Q4: <i>How long is your <u>longest</u> freezing episode?</i>
0	Never happened
1	1 – 2 s
2	3 – 10 s
3	11 – 30 s
4	Unable to walk for more than 30 s
	Q5: <i>How long is your <u>typical start hesitation</u> episode (freezing when initiating the first step)?</i>
0	None
1	Takes longer than 1 s to start walking
2	Takes longer than 3 s to start walking
3	Takes longer than 10 s to start walking
4	Takes longer than 30 s to start walking
	Q6: <i>How long is your <u>typical turning hesitation</u> episode (freezing when turning)?</i>
0	None
1	Resume turning in 1 – 2 s
2	Resume turning in 3 – 10 s
3	Resume turning in 11 – 30 s
4	Unable to resume turning for more than 30 s

2 MATERIALS AND METHODS

We examined 74 Czech native speakers with idiopathic PD (mean \pm std): age = 66.95 ± 8.68 , disease duration = 7.86 ± 4.84 years, FOG-Q = 6.88 ± 5.78 . All patients were enrolled at the First Department of Neurology, St. Anne's University Hospital in Brno, Czech Republic. The patients were examined approximately 1 hour after their regular dopaminergic medication. The assessment of FOG-Q [12] was conducted by a movement disorders specialist. Template of the questionnaire can be seen in Table 1. The speech data acquisition consisted of the following reading tasks (interrogative, imperative and indicative sentences): in Czech – *Prostřete k obědu? Prostřete k obědu! Prostřete k obědu.*, English translation – *Can you set the table? Set the table! Set the table.* All patients signed an informed consent form that has been approved by the local ethics committee.

We extracted the following speech features [8, 13]: harmonics-to-noise ratio (HNR), noise-to-harmonics ratio (NHR), glottal-to-noise excitation ratio (GNE), first three formant frequencies (F1 – F3), first three formant bandwidths (B1 – B3), formant periodicity correlation (FPC), fundamental frequency (F0), short-time energy (STE) Teager energy operator (TEO), fraction of locally unvoiced frames (FLUF), voice turbulence index (VTI), soft phonation index (SPI), number of voice breaks (NVB), degree of voice breaks (DVB), total speech time (TST), net speech time (NST), total pause time (TPT), total speech rate (TSR), net speech rate (NSR), total pause time (pauses longer than 50 ms) (TPT 50), articulation rate (AR) and speech index of rhythmicity (SPIR). F0 contour was extracted using Praat acoustic analysis software [14]. Speech features were computed using Neurological Disorder Analysis Tool (NDAT) [15, 8] developed at the Brno University of Technology.

Next, we computed a set of statistical functionals to describe statistical properties of the features: range (R), interdecile range (IDR), relative interdecile range (rIDR), interpercentile range (IPR), relative interpercentile range (rIPR), mean, median, std, coefficient of variation (CV), 5th percentile (5th p), 95th percentile (95th p) and slope of linear regression (sLR) [8, 13].

To quantify a relationship between speech features and FOG-Q, correlation analysis was employed. In this work, we analysed all sub-scores and total scores of FOG-Q, where individual questions (Qx) are summarized in parts (part 1, 2) and the total score (part 1 = Q1 + Q2, part 2 = Q3 + Q4 + Q5 + Q6 and total = part 1 + part 2) [12]. We used Pearson’s correlation coefficient (r_p) to determine the strength of a linear relationship between the speech features and FOG-Q. Spearman’s correlation coefficient (r_s) was used to determine the strength of a monotonic relationship between the speech features and FOG-Q. The significance level of correlation of $\alpha = 0.05$ was selected.

3 RESULTS

The results of the correlation analysis are summarized in Table 2. The table shows the most statistically significant correlations between the speech features and the FOG-Q elements. As can be seen, quantification of speech articulation resulted into most significant correlations in all cases. Specifically, negative relationship between the range of articulatory organs’ mobility and FOG-Q was found.

In HD, rigidity and limited muscular control of the larynx, articulatory organs, and other physiological support mechanisms for speech has already been reported [16]. Considering the connection between articulation and gait impairment in PD, we can hypothesize that monitoring the deterioration of articulatory organ’s mobility can be used to indirectly monitor FOG.

To obtain additional visual impression about the relationship between the speech features and FOG-Q, see the correlation graphs in Figure 1. The figure shows the distribution of the values of FOG-Q total score depending on the severity of articulatory impairment present in the set of patients in the dataset.

Furthermore, in 7 elements of the total number of 9 elements, analysis of indicative sentence was found the most appropriate speech task indicating that no additional stress in speech is demanded to describe the connection between HD and FOG. This observation is particularly important for the speech tasks selection optimization. If relatively short indicative sentence showed promising potential of the methodology, addition of free speech should in theory provide more precise characterization of the relationship between HD and FOG in PD.

Table 2: Results of correlation analysis.

FOG-Q part	speech task (sentence)	speech dimension	speech feature	r_s	p_s	r_p	p_p
Q1	indicative	articulation	F1 (95 th p)	-0.38	0.0008	-0.42	0.0002
Q2	interrogative	articulation	F2 (rIPR)	-0.35	0.0022	-0.30	0.0092
Q3	indicative	articulation	F1 (IPR)	-0.40	0.0004	-0.38	0.0009
Q4	indicative	articulation	F1 (IPR)	-0.38	0.0007	-0.35	0.0023
Q5	imperative	articulation	F1 (95 th p)	-0.36	0.0014	-0.31	0.0070
Q6	indicative	articulation	F1 (IPR)	-0.37	0.0013	-0.35	0.0021
part 1	indicative	articulation	F1 (95 th p)	-0.35	0.0023	-0.40	0.0004
part 2	indicative	articulation	F1 (IPR)	-0.40	0.0036	-0.39	0.0006
total	indicative	articulation	F1 (IPR)	-0.41	0.0003	-0.39	0.0006

¹ FOG-Q part – Freezing of gait questionnaire (FOG-Q) [12] part, (Qx) are summarized as follows: part 1 = Q1 + Q2, part 2 = Q3 + Q4 + Q5 + Q6 and total score = part 1 + part 2; r_s – Spearman’s correlation coefficient; r_p – Pearson’s product-moment correlation coefficient; p_s – significance level of correlation (r_s); p_p – significance level of correlation (r_p), $\alpha = 0.05$.

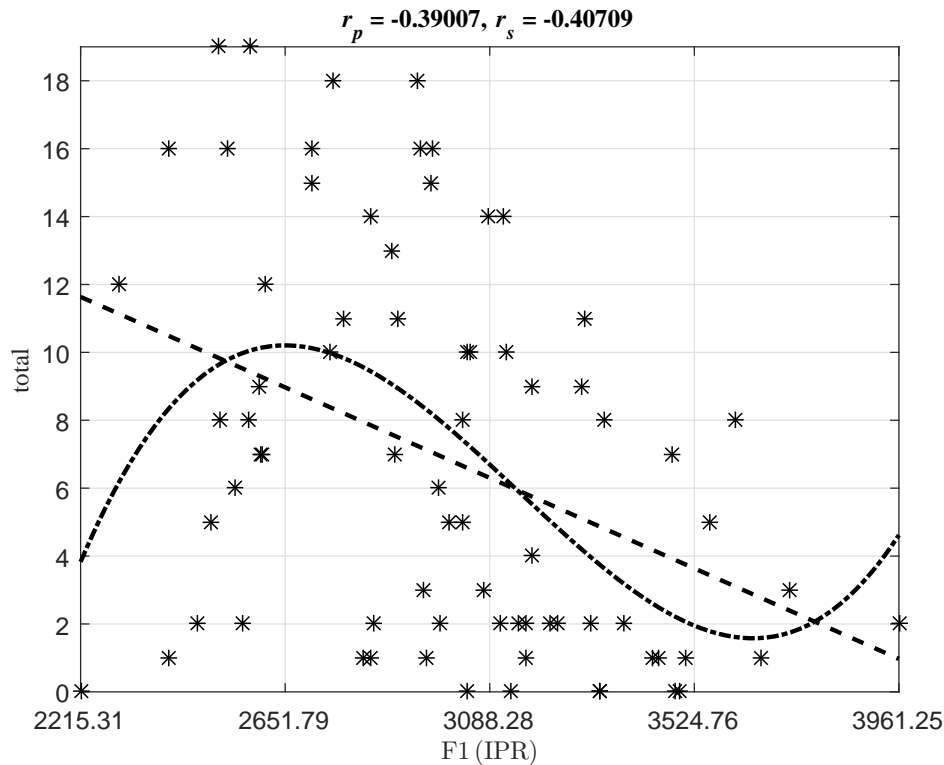


Figure 1: Correlation graph of the speech feature significantly correlated with the total score of Freezing of gait questionnaire (FOG-Q) [12]. The dashed line represents Pearson's correlation coefficient (r_p) (1st order polynomial fit curve). The dot-dashed line represents Spearman's correlation coefficient (r_s) (3rd order polynomial fit curve).

4 CONCLUSION

In this work, we showed that imprecise articulation in HD is strongly related with FOG in PD. This observation emphasize the fact that acoustic analysis of HD can be used as a potential marker of gait impairment in PD. These results however need to be verified by subsequent research. Nevertheless, the examination of FOG using FOG-Q [12] requires patients' presence at the clinic, which can be a serious problem especially in the later stages of PD. In contrast, speech signals can be self recorded using a variety of smart devices. If suitable speech features are extracted frequently, the clinicians can be provided with further information about the clinical state of the patients. The data can be used to monitor and adjust the treatment when necessary to achieve the most efficient treatment.

In our future studies we will focus on the analysis of other clinical rating scales developed to assess various symptoms of PD such as depression, sleeping disorders, dementia, etc. in direction of objective, non-invasive, quick and inexpensive assessment of the disease using sophisticated speech processing algorithms, statistical analysis and machine learning techniques.

ACKNOWLEDGEMENT

This work was supported by the grant of the Czech Ministry of Health NV16-30805A (Effects of non-invasive brain stimulation on hypokinetic dysarthria, micrographia, and brain plasticity in patients with Parkinson's disease).

REFERENCES

- [1] M. C. de Rijk, et al., Prevalence of Parkinson's disease in Europe: A collaborative study of population-based cohorts, *Neurology* 54 (2000) 21–23.
- [2] O. Hornykiewicz, Biochemical aspects of parkinson's disease, *Neurology* 51 (1998) S2–S9.
- [3] P. Brodal, *The Central Nervous System: Structure and Function*, Oxford University Press, 3 edition, 2003.
- [4] M. C. de Rijk, et al., Prevalence of parkinsonism and Parkinson's disease in europe: the europarkinson collaborative study. european community concerted action on the epidemiology of Parkinson's disease, *J. Neurol. Neurosurg. Psychiatry* 1 (1997) 10–5.
- [5] F. L. Darley, A. E. Aronson, J. R. Brown, Differential Diagnostic Patterns of Dysarthria, *J. Speech. Hear. Res.* 12 (1969) 246–269.
- [6] N. Giladi, R. Kao, S. Fahn, Freezing phenomenon in patients with parkinsonian syndromes, *Movement Disorders* 12 (1997) 302–305.
- [7] J. Mekyska, Z. Smekal, M. Kostalova, M. Mrackova, S. Skutilova, I. Rektorova, Motor aspects of speech impairment in Parkinson's disease and their assessment, *Cesk. Slov. Neurol. N.* 74 (2011) 662–668.
- [8] J. Mekyska, E. Janousova, P. Gomez-Vilda, Z. Smekal, I. Rektorova, I. Eliasova, M. Kostalova, M. Mrackova, J. B. Alonso-Hernandez, M. Faundez-Zanuy, K. L. de Ipina, Robust and complex approach of pathological speech signal analysis, *Neurocomputing* 167 (2015) 94–111.
- [9] N. Giladi, H. Shabtai, E. Rozenberg, E. Shabtai, Gait festination in Parkinson's disease, *Parkinsonism Relat. Disord.* 7 (2001) 35–138.
- [10] N. Giladi, T. A. Treves, E. S. Simon, H. Shabtai, Y. Orlov, B. Kandinov, D. Paleacu, A. D. Korczyn, Freezing of gait in patients with advanced Parkinson's disease, *Journal of Neural Transmission* 108 (2001) 53–61. J
- [11] J. Shine, S. Naismith, S. Lewis, The pathophysiological mechanisms underlying freezing of gait in Parkinson's disease, *Journal of Clinical Neuroscience* 18 (2011) 1154–1157.
- [12] N. Giladi, H. Shabtai, E. S. Simon, S. Biran, J. Tal, S. D. Korczyn, Construction of freezing of gait questionnaire for patients with parkinsonism, *Parkinsonism Relat. Disord.* 6 (2000) 165–170.
- [13] Z. Galaz, J. Mekyska, Z. Mzourek, Z. Smekal, I. Rektorova, I. Eliasova, M. Kostalova, M. Mrackova, D. Berankova, Prosodic analysis of neutral, stress-modified and rhymed speech in patients with parkinson's disease, *Comput. Methods. Programs. Biomed.* 127 (2016) 301–317.
- [14] P. Boersma, D. Weenink, *Praat: Doing Phonetics by Computer (Version 5.3.10)*, 2012.
- [15] I. Eliasova, J. Mekyska, M. Kostalova, R. Marecek, Z. Smekal, I. Rektorova, Acoustic evaluation of short-term effects of repetitive transcranial magnetic stimulation on motor aspects of speech in Parkinson's disease, *J. Neural Transm.* 120 (2013) 597–605.
- [16] J. Kegl, H. Cohen, H. Poizner, Articulatory Consequences of Parkinson's Disease: Perspectives from Two Modalities, *Brain Cogn.* 40 (1999) 355–86.

SPEECH DISORDERS IN PARKINSON'S DISEASE PATIENTS WITH MILD FORM OF FREEZING OF GAIT

Zoltán Galáz

Doctoral Degree Programme (3), FEEC BUT

E-mail: z.galaz@phd.feec.vutbr.cz

Supervised by: Jiří Mekyska

E-mail: mekyska@feec.vutbr.cz

Abstract: This paper deals with the description of speech disorders present in the mild stage of freezing of gait (FOG) in patients with Parkinson's disease (PD). Experimental dataset consisted of 48 PD patients and 52 healthy controls (HC). We used freezing of gait questionnaire (FOG-Q) to characterize FOG in PD. Using one-way analysis of variance, we found loosely adducted vocal folds during phonation ($p = 0.0027$), increased acoustic noise ($p = 0.0294$), reduced variability of pitch ($p = 0.0440$), and reduced mobility of articulatory organs ($p = 0.0157$) significantly statistically different in PD patients in comparison with HC.

Keywords: Parkinson's disease, hypokinetic dysarthria, freezing of gait, analysis of variance

1 INTRODUCTION

Parkinson's disease (PD) is a frequent neurodegenerative disorder [1] with the unknown aetiology characterized by substantial reduction of dopaminergic neurons especially in *substantia nigra pars compacta* [2] but also in other regions of the brain [3]. PD affects approximately 1.5% of people aged over 65 years [4]. Its clinical symptoms comprise a variety of motor and non-motor deficits [2] including speech disorders [5] and freezing of gait [6].

Speech disorders associated with PD are referred to as hypokinetic dysarthria (HD) [5]. HD is manifested in the area of phonation, articulation, prosody, speech fluency and faciokinesis [7, 8]. Increased acoustic noise, reduced voice intensity, harsh breathy voice quality, increased voice nasality, reduced variability of pitch and loudness combined with speech rate abnormalities, imprecise consonant articulation, unintentional introduction of pauses, rapid repetition of words or syllables, sudden deceleration/acceleration in speech has been observed [8].

Freezing of gait (FOG) in PD is characterized by the inability to initiate or continue normal gait [6, 9]. To assess FOG in PD, clinicians use a specialized six-item Likert-scale (5-point scale where a score of 0 indicates absence of the symptom, while a score of 4 indicates the most severe stage) questionnaire: Freezing Of Gait questionnaire (FOG-Q) [10]. Although, FOG is frequent in PD [11], it is still not clear which speech disorders are prevalent in mild stages of FOG (FOG mild) in PD.

The aim of this work is to investigate the presence of HD in mild stages of FOG in PD. For this purpose, wide range of speech features quantifying HD are computed. To compare the features between PD patients with FOG (mild) and healthy speakers, one-way analysis of variance (ANOVA) is employed. The rest of this paper is organized as follows. Section 2 presents the dataset and the methodology. Experimental results are presented in section 3, and section 4 provides discussion and some conclusions.

Table 1: Freezing Of Gait Questionnaire template [10]

points	description
	Q1: <i>During your <u>worst</u> state – do you walk:</i>
0	Normally
1	Almost normally – somewhat slow
2	Slow but fully independent
3	Need assistance or walking aid
4	Unable to walk
	Q2: <i>Are your gait difficulties affecting your daily activities and independence?</i>
0	Not at all
1	Mildly
2	Moderately
3	Severely
4	Unable to walk
	Q3: <i>Do you feel that your feet get glued to the floor while walking, making a turn or when trying to initiate walking?</i>
0	Never
1	Very rarely – about once a month
2	Rarely – about once a week
3	Often – about once a day
4	Always – whenever walking
	Q4: <i>How long is your <u>longest</u> freezing episode?</i>
0	Never happened
1	1 – 2 s
2	3 – 10 s
3	11 – 30 s
4	Unable to walk for more than 30 s
	Q5: <i>How long is your <u>typical start hesitation</u> episode (freezing when initiating the first step)?</i>
0	None
1	Takes longer than 1 s to start walking
2	Takes longer than 3 s to start walking
3	Takes longer than 10 s to start walking
4	Takes longer than 30 s to start walking
	Q6: <i>How long is your <u>typical turning hesitation</u> episode (freezing when turning)?</i>
0	None
1	Resume turning in 1 – 2 s
2	Resume turning in 3 – 10 s
3	Resume turning in 11 – 30 s
4	Unable to resume turning for more than 30 s

2 MATERIALS AND METHODS

In total, 100 Czech native speakers were examined in this work. The group of speakers consisted of 48 (22 women, 26 men) patients with idiopathic PD (mean \pm std): age = 67.44 ± 9.07 , disease duration = 5.90 ± 3.51 years, UPDRS III [12] = 20.81 ± 10.83 , FOG-Q [10] = 2.42 ± 2.16 and 52 (26 women, 26 men) healthy controls (mean \pm std): age = 63.59 ± 9.15 . All patients were enrolled at the First Department of Neurology, St. Anne's University Hospital in Brno, Czech Republic. The healthy participants had no history or presence of speech disorders or brain diseases, including neurological and psychiatric illnesses. The patients were examined approximately 1 hour after their regular dopaminergic medication. All patients signed an informed consent form that has been approved by the local ethics committee.

The assessment of FOG-Q [10] was conducted by a movement disorders specialist. Template of the questionnaire can be seen in Table 1. The speech data acquisition consisted of a reading tasks composed of 135 words (717 characters). To objectively assess HD, we extracted the following speech features [13, 8, 14]: mean of soft phonation index (SPI) – loosely adducted vocal folds during phonation [15], mean of harmonics-to-noise ratio (HNR) – increased acoustic noise in speech (hoarse and breathy voice/dysphonia) [16], standard deviation of the fundamental frequency (F0) – reduced variability of pitch (flat speech melody/monopitch) [14], and formant periodicity correlation of the first formant frequency (F1PC) – reduced mobility of the articulatory organs (imprecise articulation) [17]. To assess the difference between the speech features for HC and FOG (mild) PD patients, one-way analysis of variance (ANOVA) was used. The significance level $\alpha = 0.05$ was selected.

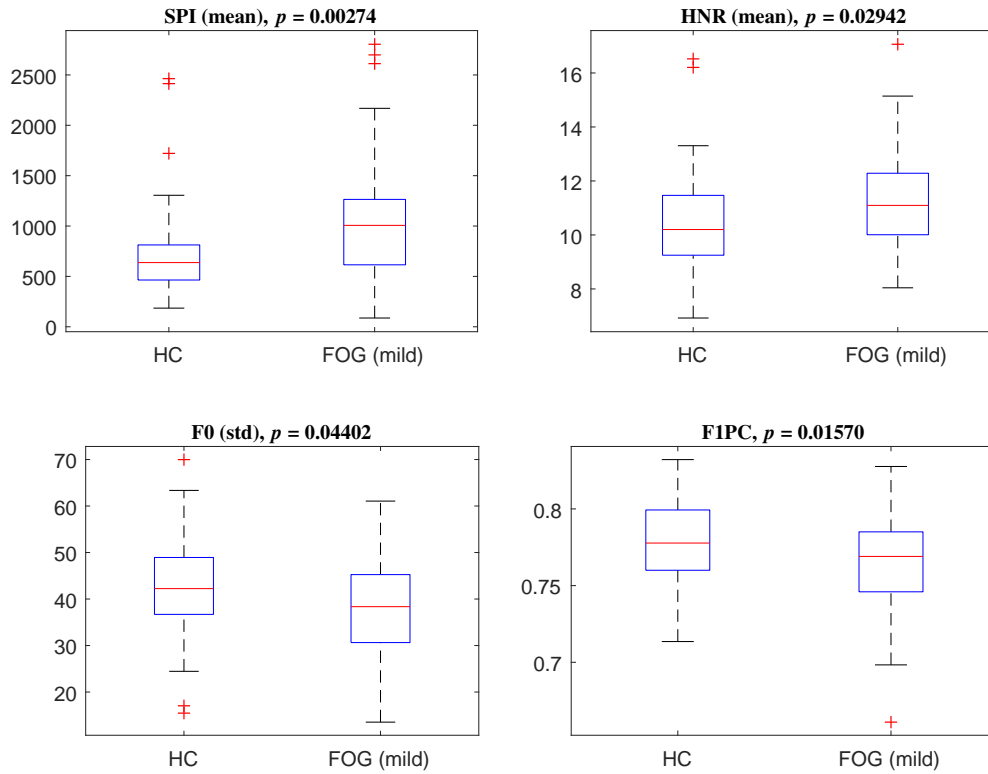


Figure 1: Box plots visualizing the distribution of the speech feature values computed for HC and FOG-Q (mild) PD patients. SPI (mean)–mean of soft phonation index, HNR (mean)–mean of harmonics-to-noise ratio, F0 (std)–standard deviation of the fundamental frequency, F1PC –formant periodicity correlation of the first formant frequency, p –significance value computed for one-way ANOVA ($\alpha = 0.05$).

3 RESULTS

The results of one-way ANOVA can be summarized as follows: SPI (mean)– $F(1,98) = 9.4470$, $p = 0.0027$, mean \pm std (HC) = 725.93 ± 455.08 , (FOG mild) = 1077.60 ± 675.71 ; HNR (mean)– $F(1,98) = 4.8846$, $p = 0.0294$, mean \pm std (HC) = 10.39 ± 1.98 , (FOG mild) = 11.22 ± 1.77 ; F0 (std)– $F(1,98) = 4.1626$, $p = 0.0440$, mean \pm std (HC) = 42.23 ± 10.81 , (FOG mild) = 37.90 ± 10.35 ; F1PC– $F(1,98) = 6.0452$, $p = 0.0157$, mean \pm std (HC) = 0.78 ± 0.03 , (FOG mild) = 0.76 ± 0.03 . As can be seen, there were statistically significant differences between group means as determined by one-way ANOVA in the case of all speech features. The box plots visualizing the distribution of the speech feature values computed for HC and FOG (mild) PD patients can be seen in Figure 1. Clinical conclusions regarding the results are made in the subsequent section.

4 CONCLUSION

In this work, we investigated the presence of HD in a set of patients with PD suffering from a mild form of FOG. Specifically, we quantified four commonly occurring speech disorders in HD: loosely adducted vocal folds during phonation, increased acoustic noise in speech, reduced variability of pitch, and reduced mobility of the articulatory organs. Using one-way ANOVA, we found these aspects of HD statistically different for FOG (mild) PD patients in comparison with healthy speakers.

PD patients showed increased values of SPI (mean) indicating that PD has a detrimental impact on the mobility of the vocal folds resulting into loose adduction of the vocal folds during phonation. Furthermore, PD patients showed lower values of F0 (std) indicating that PD patients exhibit reduced variability of the vocal folds' vibration pattern leading to flat speech melody lacking intonation. These results are in accordance with the previous studies [8, 14]. Interestingly, higher values of HNR (mean) was observed in the case of PD patients compared to HC, which is in contradiction with the hypothesis that incomplete closure of the vocal folds leads to an increased level of acoustic noise in speech and therefore lower values of HNR. Finally, imprecise articulation was observed in PD patients quantified by F1PC.

In summary, the results of this work show that a mild form of FOG is likely to be related with deterioration of the mobility of the vocal folds and the articulatory organs. It is a reasonable assumption considering the underlying pathophysiology of PD: progressive loss of dopaminergic neurons is responsible for impaired control of the muscles [2]. However, the conclusions drawn in this work are made using only one dataset and therefore need to be confirmed by subsequent studies. Nevertheless, a statistically significant difference between selected speech features computed for HC and FOG (mild) PD patients were found indicating a promising potential of the methodology that can be used to further understand exact pathophysiological connection between HD and FOG in PD.

In our future studies we will focus on the analysis of HD in other stages of FOG in PD and also relationship between HD and other symptoms of PD such as depression, sleeping disorders, dementia, etc. in order to provide complex description of clinical status of the patient, which can be diagnosed, rated and monitored remotely using acoustic analysis of speech.

ACKNOWLEDGEMENT

This work was supported by the grant of the Czech Ministry of Health NV16-30805A (Effects of non-invasive brain stimulation on hypokinetic dysarthria, micrographia, and brain plasticity in patients with Parkinson's disease).

REFERENCES

- [1] M. C. de Rijk, et al., Prevalence of Parkinson's disease in Europe: a collaborative study of population-based cohorts, *Neurology* 54 (2000) 21–23.
- [2] O. Hornykiewicz, Biochemical aspects of parkinson's disease, *Neurology* 51 (1998) S2–S9.
- [3] P. Brodal, *The Central Nervous System: Structure and Function*, Oxford University Press, 3 edition, 2003.
- [4] M. C. de Rijk, et al., Prevalence of parkinsonism and Parkinson's disease in europe: the europarkinson collaborative study. european community concerted action on the epidemiology of Parkinson's disease, *J. Neurol. Neurosurg. Psychiatry* 1 (1997) 10–5.
- [5] F. L. Darley, A. E. Aronson, J. R. Brown, Differential Diagnostic Patterns of Dysarthria, *J. Speech. Hear. Res.* 12 (1969) 246–269.
- [6] N. Giladi, R. Kao, S. Fahn, Freezing phenomenon in patients with parkinsonian syndromes, *Movement Disorders* 12 (1997) 302–305.
- [7] J. Mekyska, Z. Smekal, M. Kostalova, M. Mrackova, S. Skutilova, I. Rektorova, Motor aspects of speech impairment in Parkinson's disease and their assessment, *Cesk. Slov. Neurol. N.* 74 (2011) 662–668.

- [8] J. Mekyska, E. Janousova, P. Gomez-Vilda, Z. Smekal, I. Rektorova, I. Eliasova, M. Kostalova, M. Mrackova, J. B. Alonso-Hernandez, M. Faundez-Zanuy, K. L. de Ipina, Robust and complex approach of pathological speech signal analysis, *Neurocomputing* 167 (2015) 94–111.
- [9] N. Giladi, H. Shabtai, E. Rozenberg, E. Shabtai, Gait festination in Parkinson's disease, *Parkinsonism Relat. Disord.* 7 (2001) 35–138.
- [10] N. Giladi, H. Shabtai, E. S. Simon, S. Biran, J. Tal, S. D. Korczyn, Construction of freezing of gait questionnaire for patients with parkinsonism, *Parkinsonism Relat. Disord.* 6 (2000) 165–170.
- [11] N. Giladi, T. A. Treves, E. S. Simon, H. Shabtai, Y. Orlov, B. Kandinov, D. Paleacu, A. D. Korczyn, Freezing of gait in patients with advanced Parkinson's disease, *Journal of Neural Transmission* 108 (2001) 53–61.
- [12] S. Fahn, R. L. Elton, UPDRS Development Committee (1987) Unified Parkinson's disease rating scale, *Recent developments in Parkinson's disease*. Macmillan, Florham Park, 1987.
- [13] I. Eliasova, J. Mekyska, M. Kostalova, R. Marecek, Z. Smekal, I. Rektorova, Acoustic evaluation of short-term effects of repetitive transcranial magnetic stimulation on motor aspects of speech in Parkinson's disease, *J. Neural Transm.* 120 (2013) 597–605.
- [14] Z. Galaz, J. Mekyska, Z. Mzourek, Z. Smekal, I. Rektorova, I. Eliasova, M. Kostalova, M. Mrackova, D. Berankova, Prosodic analysis of neutral, stress-modified and rhymed speech in patients with parkinson's disease, *Comput. Methods. Programs. Biomed.* 127 (2016) 301–317.
- [15] D. D. Deliyski, Acoustic model and evaluation of pathological voice production, in: 3rd Conference on Speech Communication and Technology EUROSPEECH'93, (1993), 1969–1972.
- [16] A. Tsanas, M. A. Little, P. E. McSharry, L. O. Ramig, Nonlinear speech analysis algorithms mapped to a standard metric achieve clinically useful quantification of average Parkinson's disease symptom severity, *J R Soc Interface* 8 (2010) 842–855.
- [17] R. Moretti, P. Torre, R. M. Antonello, L. Capus, M. Gioulis, S. Zambito Marsala, G. Cazzato, A. Bava, Speech Initiation Hesitation following Subthalamic Nucleus Stimulation in a Patient with Parkinson's Disease, *Eur Neurol* 49 (2003) 251–253.

FINGERPRINT PREPROCESSING ALGORITHM WITH FOCUSE ON FUTURE LIVENESS DETECTION

Jakub Kašpar

Doctoral Degree Program (1), FEEC BUT

E-mail: xkaspa36@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Martin Vitek

E-mail: vitek@feec.vutbr.cz

Abstract: The aim of this paper is to introduce the problem of fingerprint liveness detection and propose a method for preprocessing of fingerprints, which will be used for liveness detection. In the first part of this paper the basic problematic of false fingerprints is described. Further in the paper the principle of fingerprint preprocessing is introduced. The last part of this paper presents problematic fingerprint types and how well is the algorithm able deal to with it. The algorithm was tested on the LivDet database.

Keywords: preprocessing, fingerprints, liveness

1 INTRODUCTION

Fingerprints of each person on the planet are unique, which makes it a perfect object for identification process. Unfortunately, the process of fingerprints acquiring through scanning can be easily deceived with false fingerprint models. The failure of the identification system can lead to scenarios from minor security problems (e.g. breaking in company storage room), to some major security breaches (e.g. at international airports), which could lead to catastrophic consequences that could cost many innocent human lives.

This is the main reason that liveness detection should be implemented into fingerprint identification software. Apart from individual liveness sign detection, the really important step of this process is the right fingerprint preprocessing. The best version of image for some liveness signs is binary version of fingerprint, but fingerprint images usually contain variety of noise and artifacts, which makes transformation of grey scale image to binary image rather difficult. [2]

2 PREPROCESSING

Fingerprint images come in a large variety of forms and different formats and often contain a lot of redundant information. Ideal preprocessing algorithm should be able to separate all noise and artifacts and give only correctly segmented binary fingerprint. The individual steps of proposed algorithm are shown in Figure 1.

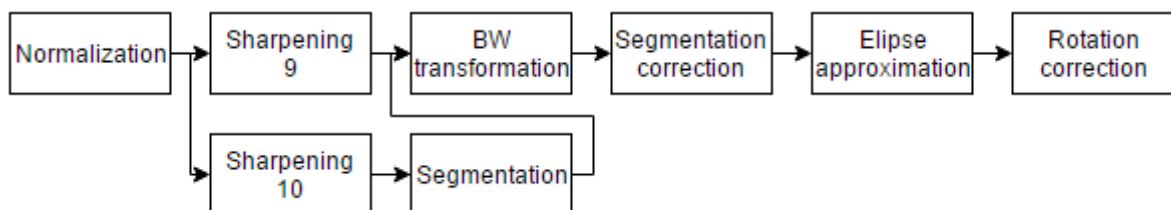


Figure 1: The complete process of fingerprint preprocessing

2.1 IMAGE NORMALIZATION

First step of fingerprint preprocessing is normalization. Usually the fingerprint images are quite dark and it is difficult to separate fingerprint ridges from image background. From that reason, the contrast is increased via finding the lowest and the highest intensity value and assigning them values 0 and 1. The rest of intensity values are evenly distributed in this range. The example of the original fingerprint and normalized fingerprint is shown in Figure 2.



Figure 2: The example of original and normalized fingerprint

2.2 SHARPENING

After fingerprint is normalized, two sharpening masks 3x3 px are applied. Central pixel value of the first sharpening mask is 9 and of the second mask is 10 [1]. These masks are applied separately on the normalized fingerprint with two different outputs as it was shown in block diagram in Figure 1. Fingerprints after applying sharpening mask are shown in Figure 3.

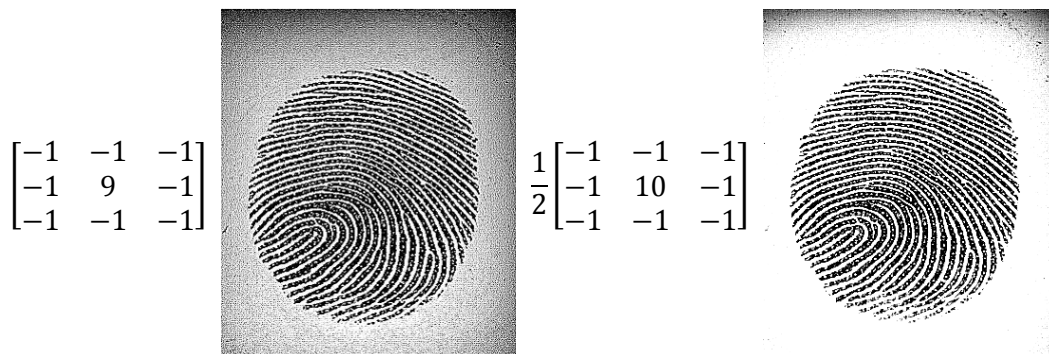


Figure 3: Sharpening Mask and fingerprint after its application with central pixel value of 9 (left) and 10 (right)

These masks are used for two reasons. Firstly it differentiates the ridges of the fingerprint, so when image is transformed to binary version ridges does not pool together. This is achieved by applying mask with central value 9 which is standard sharpening mask. The second reason is further change of background. This is achieved by applying mask with central value 10. This mask eliminates the noisy background and still does not erase any part of fingerprint, which the mask with greater central value does. Fingerprint on the left is used for binary transformation. Fingerprint on the right is used for gray threshold calculation and further segmentation of fingerprint.

2.3 SEGMENTATION AND TRANSFORMATION TO BINARY IMAGE

From the right picture in the Figure 3 threshold for transformation is calculated using Otsu's method [3]. Then the image is transformed to binary version. Then the morphological operation "close" is

used [4]. Output of this operation is image of regions, from which the largest corresponds with the area where fingerprint is located. Then transformation to binary image is used once again on the left picture from the Figure 3 with the same threshold acquired in right picture, but this time only in segmented area acquired in the previous step. This is better for cases, when segmented area is not perfectly around the fingerprint. Darker background helps to close unwanted area around the segmented fingerprint, but in some cases segmentation still has to be corrected. The example of binary transformation using calculated threshold and its closed version is in Figure 4.

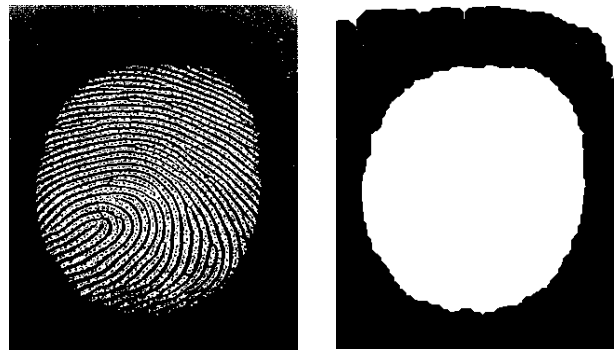


Figure 4: The example of binary transformation of fingerprint (left) and its closed version (right).

2.4 SEGMENTATION CORRECTION

After segmentation and transformation, whole fingerprint image is morphologically closed once again. If the segmentation in previous step is correct, this operation changes nothing, but if the segmentation mask was larger than fingerprint, this step helps to divide the excess area from the fingerprint area. Then as in previous segmentation step, the largest area is selected as fingerprint and the rest is eliminated. The example of the incorrectly segmented fingerprint before and after correction is shown in Figure 5.



Figure 5: Segmentation before (left) and after (right) correction

2.5 ELLIPSE APPROXIMATION AND ROTATION

In this step, major and minor axis length of the fingerprint is measured. Also from the position of the axis the orientation of fingerprint is calculated. From these values, ellipse is created and centered on the fingerprint. This is the final step of segmentation, because everything that exceeds the ellipse is cut off. Also the ellipse and fingerprint are rotated such a way, that major axis is in the angle of 90° . Rotation step is just for position normalization of all fingerprint types. The example of fingerprint ellipse approximation and further rotation is shown in Figure 6.

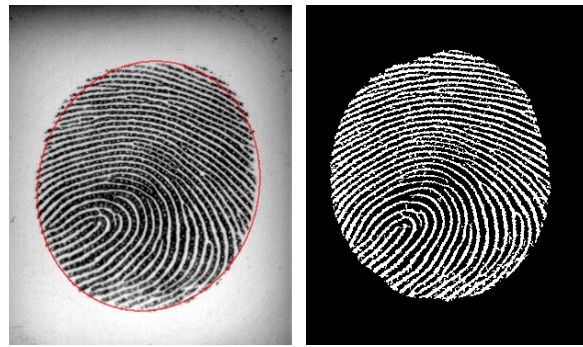


Figure 6: The example of normalized fingerprint approximated by ellipse (left) and its rotated binary version (right)

3 EVALUATION

The proposed algorithm was tested on the fingerprint database LivDet 2013. It is database made for competition in fingerprint liveness detection. It contains large variety of fingerprint types which are problematic for preprocessing and liveness detection. Database does not contain reference preprocessed data (only raw images), so evaluation of proposed algorithm is only subjective. From the 1000 tested fingerprints, only 17 were not classified as correctly preprocessed. Main criteria for correct preprocessing was, that there cannot be missing more than 5 - 7 % of fingerprint in segmented area. There was also checked pooling of ridges and correct segmentation. Quality of the proposed preprocessing software is therefore 98.3 % In the Figure 7 are shown examples of problematic fingerprint types. In the future, the quality of proposed preprocessing will be evaluated objectively based on accuracy of liveness detection.

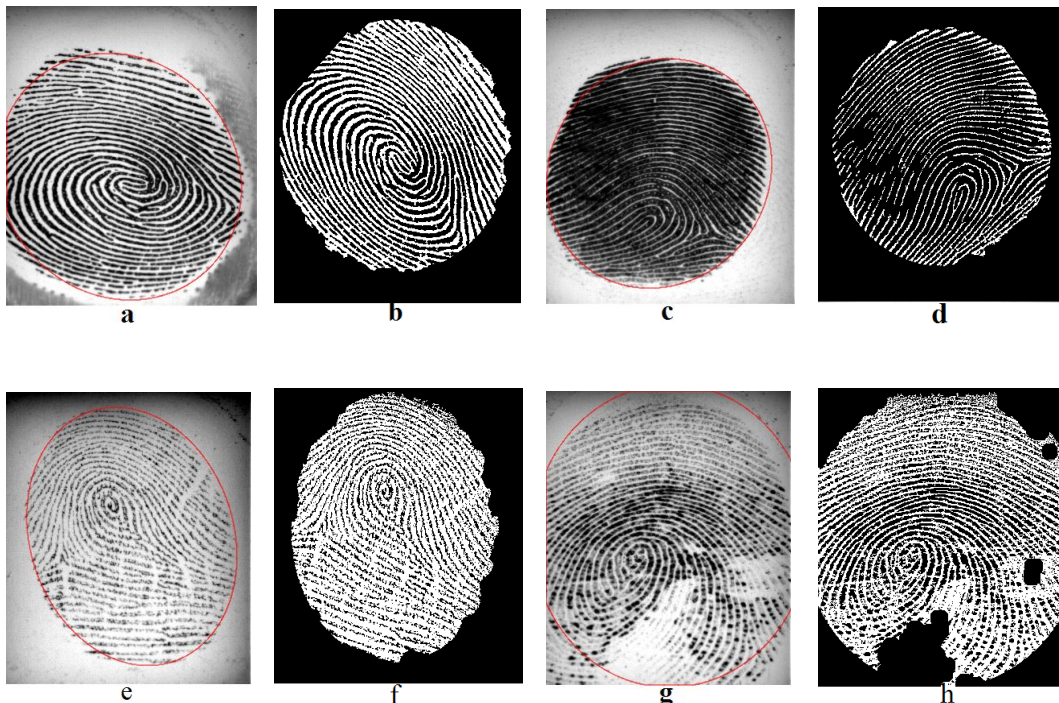


Figure 7: Examples of problematic fingerprints in original and binary version. a – b Dark fingerprint surroundings, c – d Fingerprint with very thick ridges, e – f Fingerprint with not enough ink, g – h Fingerprint with uneven distribution of ink.

3.1 DARK FINGERPRINT SURROUNDINGS

This artifact, made by mess on a fingerprint scanner, would usually cause incorrect segmentation. Dark areas around the fingerprint would be classified as a part of the fingerprint because of the similar shade. This problem is in proposed algorithm solved, because the fingerprint is segmented from the image sharpened with the mask with central value 10. This step almost completely eliminates dark areas and makes segmentation possible.

3.2 FINGERPRINTS WITH VERY THICK RIDGES

This is a problem caused by applying too much ink on finger or by applying too much pressure while making a fingerprint. The final fingerprint has almost no space between ridges. It may happen, that in binary version of the fingerprint the ridges would pool together into one big black blob. This problem is partially solved by using sharpening mask with central value 9. Sharpening is able to more differentiate the gaps between the ridges, to the limit where the gaps are barely visible. Beyond that, sharpening is no longer effective.

3.3 NOT ENOUGH INK ON FINGERPRINT

In this case, the quality of scanned fingerprints is not good enough. Fingerprint seems grainy and they are very bright. If fingerprints are bright rather evenly, it is no problem for proposed algorithm to transform them correctly into binary version. Problem is that output image has the same quality as the input image. For quality increase, it would be necessary to implement some fingerprint image enhancer, but for the detection of liveness it is not necessary.

3.4 UNEVEN INK DISTRIBUTION ON FINGERPRINT

This is the most problematic case for proposed algorithm. Majority of fingerprint (around 90 %) is very dark, but the rest are very bright areas. It is basically combination of two previous problems. This causes problems with segmentation. These bright areas are classified as “not part of the fingerprint” because they are below the threshold for binary transformation. This is the only major problem of proposed algorithm and working on the solution is still in progress.

4 CONCLUSION

The result of this paper is novel and verified approach for preprocessing of fingerprints, with focus on liveness detection. The software was tested on LivDet database with large variety of problematic fingerprints. Evaluation of testing data was done subjectively, because the lack of reference data. Testing was done on 1000 fingerprint images and the quality was estimated on 98.3 %. The proposed algorithm is able to correctly preprocess all kinds of problematic fingerprints with the exception of extremely unevenly ink distributed ones. The proposed preprocessing will be used in the future for detection of specific liveness signs, which are best to detect on binary image. The segmentation and rotation will be used for all liveness signs.

REFERENCES

- [1] WALEK, Petr a Jiří JAN. *Analyza medicínských obrazů*. Brno, 2013. ISBN 978-80-214-4792-9
- [2] DRAHANSKY, Martin. Liveness Detection in Biometrics. *Advanced Biometric Technologies* [online]. InTech, 2011. DOI: 10.5772/17205. ISBN 978-953-307-487-0.
- [3] OTSU, Nobuyuki: A Threshold Selection Method from Gray-Level Histograms. *IEEE Transactions on Systems, Man and Cybernetics*, 1979, roč. 9, č. 1: s. 62-66.
- [4] JAN, Jiri: *Medical image processing, reconstruction and restoration: concepts and methods*. Boca Raton: Taylor & Francis, 2006, ISBN 0-8247-5849-8, 730 s.

SIGNAL BASED PROCESSING OF METAGENOMIC DATA FROM NANOPORE SEQUENCING

Kristýna Kupková

Doctoral Degree Programme (1), FEEC BUT

E-mail: kupkovaec.vutbr.cz

Supervised by: Ivo Provazník

E-mail: provaznik@feec.vutbr.cz

Abstract: The revolutionary sequencing technology introduced by Oxford Nanopore Technologies – MinION holds a great promise in the field of metagenomics due to its low cost, produced long reads and small size, which makes it available also for field work. The only problem preventing this technology from reaching its full potential is the lack of available computational tools for handling the produced data. Here we present an algorithm for processing of the raw signal sequences generated by nanopore sequencing for metagenomic purposes allowing to remove viral sequences from a contaminated metagenomic sample.

Keywords: metagenomics, WMS, Oxford Nanopore, signal processing

1. INTRODUCTION

According to estimations the whole prokaryotes group consists of almost 10^8 separate genospecies [1], however, only about 7,000 whole genome sequences are known up to date [2]. Furthermore, the number of microbial organisms inhabiting a human body exceeds the number of the own human cells by 10-fold [3]. We can see from these numbers that microbial organisms play a major role in our lives and their study is essential for further progress not only in human health, where there have been already found a connection between human microbiome and diseases like cancer, inflammatory bowel disease or diabetes; but also in industrial development. Due to the fact that the majority of the microorganisms are uncultivable, the study of entire microbial communities was not possible in the past. The change came with the emergence of next generation sequencing (NGS) techniques, which enabled the uprise to one of many “omics” – metagenomics. Metagenomics deals with direct sequencing and analysis of all genomic material present within an environment such as human mouth, gut, skin or environments like marine water, forests, soil, etc. Compared to only two metagenomic projects published in 2006, there are currently thousands metagenomic projects producing gigabytes or even terabytes of data [4]. Therefore the major problem has shifted from the data collection to development of fast and reliable bioinformatic tools for interpretation of this enormous amount of data [5].

One of the major problems in metagenomics is to derive the taxonomic composition of the environmental sample. This is due to the fact that current sequencers are not able to sequence whole genomes, but only their short fragments. Therefore the output of whole metagenome shotgun (WMS) sequencing can be interpreted by analogy to puzzle pieces belonging to different puzzle sets, for which we do not have the template pictures. There are two approaches to how to solve the problem: taxonomy dependent, where each fragment is compared to a reference database with genomic sequences; and taxonomy independent, which separates the fragments into distinct clusters based on features extracted from these fragments followed by use of a suitable clustering algorithm. The first mentioned is an older approach, which has two major disadvantages: (i) it is based on computationally demanding alignment algorithms like BLAST, (ii) as mentioned before the fraction of sequenced genomes is so low, that the majority of fragments either end up unassigned or classified as false positives [6]. Therefore the current trend is the development of taxonomy inde-

pendent tools. These tools can be divided into three categories based on the features extracted from the character DNA sequences: (i) methods based on extraction of k -mer frequencies, (ii) methods utilizing genome coverage after prior *de novo* assembly, and (iii) methods combining both features [7]. These methods, however, often fail due to insufficient fragment lengths. The major breakthrough is expected from the third generation sequencing (TGS) technologies, which produce much longer fragments (compared to tens or maximum hundreds of bp – (base pairs) produced by NGS, the TGS is able to produce sequences thousands bp in length). One of the TGS technologies is nanopore sequencing from company Oxford Nanopore Technologies, which has been commercially available since 2014 [7]. The nanopore technology is based on passage of DNA molecule through a nanopore which results in change of ion current. Its full potential in metagenomic studies is, however, hampered by lack of available tools for processing of the produced signals. Here we present a novel taxonomy independent method for preprocessing of metagenomic data obtained by nanopore sequencing [9].

2. MATERIALS AND METHODS

2.1. TESTING DATASET

The data produced by nanopore sequencing are FAST5 files, which are fundamentally HDF5 files. HDF5 files are binary files organized in a hierarchical system, able to store a wide variety of data files within one single file. The FAST5 file is therefore able to store the information about the signal produced during the sequencing run along with the translated character sequence and parameters used for the basecalling (obtaining the character sequence from the raw signal). The ion current signal is not stored in the FAST5 file in its raw form, but needs to be reconstructed based on the information provided about each event (mean value, standard deviation, and duration of the event). Unfortunately, there are currently only few nanopore sequencing datasets publicly available. For our testing, we used a dataset obtained from European Nucleotide Archive (ENA) under study accession number PRJEB8716 (<https://www.ebi.ac.uk/ena/data/view/PRJEB8716>). This dataset comprises of four sequenced species: *Escherichia coli*, *Microcystis aeruginosa*, *Pseudomonas fluorescens*, and *Synechococcus elongatus* simulating a simple metagenome. We used only the single-species culture data without the simulated metagenome, in order to be able to label the fragments according to the organism they belong to. Since metagenome can be often contaminated by a viral DNA, we also downloaded Zika virus FAST5 files from ZIBRA project (<http://www.zibraproject.org/data/>) under the barcode number NB01. The demonstration of short reconstructed signals for each species is shown in Figure 1.

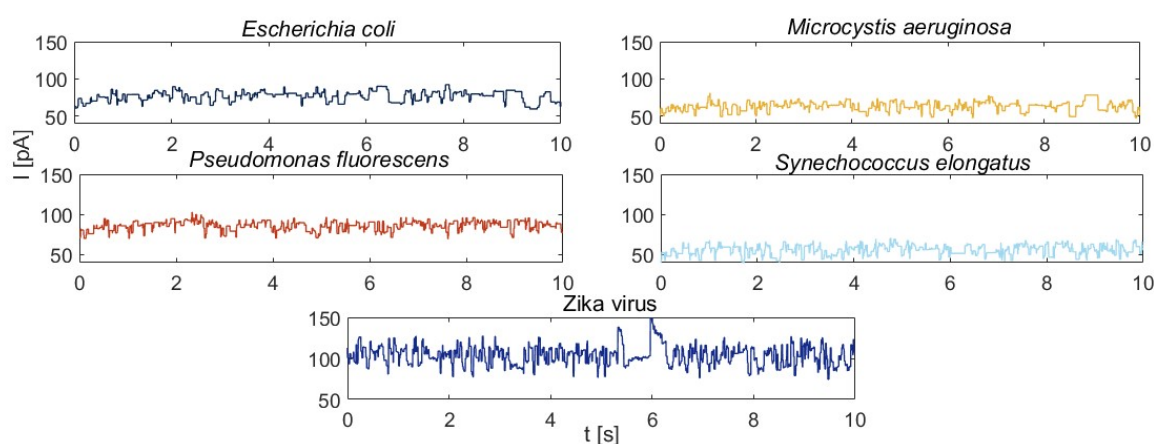


Figure 1 Short demonstrations of reconstructed signal sequences for all of the species used in the study. The color coding corresponds to the color coding used further in the text.

2.2. FEATURE EXTRACTION

It is possible to see from Figure 1, that the signals are species specific (especially the Zika virus sequence exhibits a significantly different pattern), however, it would be a cumbersome work to separate these manually. Therefore three specific features called Hjorth descriptors are extracted from each signal. These features are namely activity, mobility and complexity and can be computed according to equations (1) – (3) respectively. In these equations σ_0^2 , σ_1^2 , and σ_2^2 are the variances of the signal and its first and second derivatives. Hjorth descriptors are commonly used in EEG analysis and their major advantage is that they can be computed in linear time [10]. Furthermore, since there are three of the descriptors, they enable visualization of a signal sequence in 3D space in form of a point, where each coordinate represents one of the descriptors.

$$Activity = \sigma_0^2, \quad (1)$$

$$Mobility = \frac{\sigma_1}{\sigma_0}, \quad (2)$$

$$Complexity = \frac{\sigma_2/\sigma_1}{\sigma_1/\sigma_0} \quad (3)$$

2.3. CLUSTERING AND STATISTICS

Two clustering techniques were used in this study. First k -means clustering algorithm was applied on the data containing fragments from both the simulated metagenome and the virus. Since the purpose of this first round of clustering is to detect and remove the viral sequences, the k representing the number of clusters was set to two – one cluster for viral sequences and the other one for the bacterial sequences. The second round of clustering, after removal of the viral sequences, was performed by use of Expectation Maximization of Gaussian Mixture (EMGM) clustering technique. The aim of this second round of clustering was to separate the metagenomic sequences into clusters based on the organism they originate from. Both clustering performances were evaluated in terms of sensitivity ($sensitivity = TP/(TP+FN)$), specificity ($specificity = TN/(TN+FP)$), precision ($precision = TP/(TP+FP)$), and accuracy ($accuracy = (TP+TN)/(TP+FP+TN+FN)$).

2.4. SIGNAL PREPROCESSING

After removal of viral sequences, the metagenomic sequences formed a very narrow cluster in the resulting 3D space. Such formation is caused due to the presence of strong low-frequency component in the data and is not very suitable for application of the EMGM algorithm. Therefore, we normalized the space by application of a high pass filter. In this study, we used a 34th-order window-based high pass FIR filter with Hamming window and the cutoff frequency being set to $0.1 \pi \text{ rad/sample}$ of normalized frequency [11].

3. RESULTS AND DISCUSSION

After we reconstructed the signals from the FAST5 files, we extracted the Hjorth descriptors from these signals, which allowed us visualization of the whole dataset, as shown in Figure 2a. We can see from this figure that the sequences from the Zika virus form a very distinct cluster from the other sequences, therefore can be easily detected by application of simple k -means clustering and then automatically filtered from the dataset. We can see in the Table 1 that all of the followed performance parameters of the k -means clustering reached 100%, thus what we are left with after the filtering are purely bacterial sequences. These, however, form a very narrow cluster in the 3D

space, which we corrected by use of high pass filter on the signal sequences before the extraction of Hjorth descriptors, the result is shown in Figure 2b. Here we can see, that even though the bacterial sequences tend to form clusters in the 3D space based on the organism they originate from, these clusters are not as distinct as the two ones from the Figure 2a, therefore we need to use a different clustering algorithm. This is why we used EMGM algorithm in the second round of clustering and the performance parameters are shown in Table 2. These results are not as satisfactory as the ones obtained in the in the first round of clustering, especially the low abundant species (*S. elongatus*) tend to fail. Improvement in these statistics could be brought by use of signals obtained by a newer chemistry used for nanopore sequencing and by use of more advanced signal processing techniques, which are both our aims in the follow up studies.

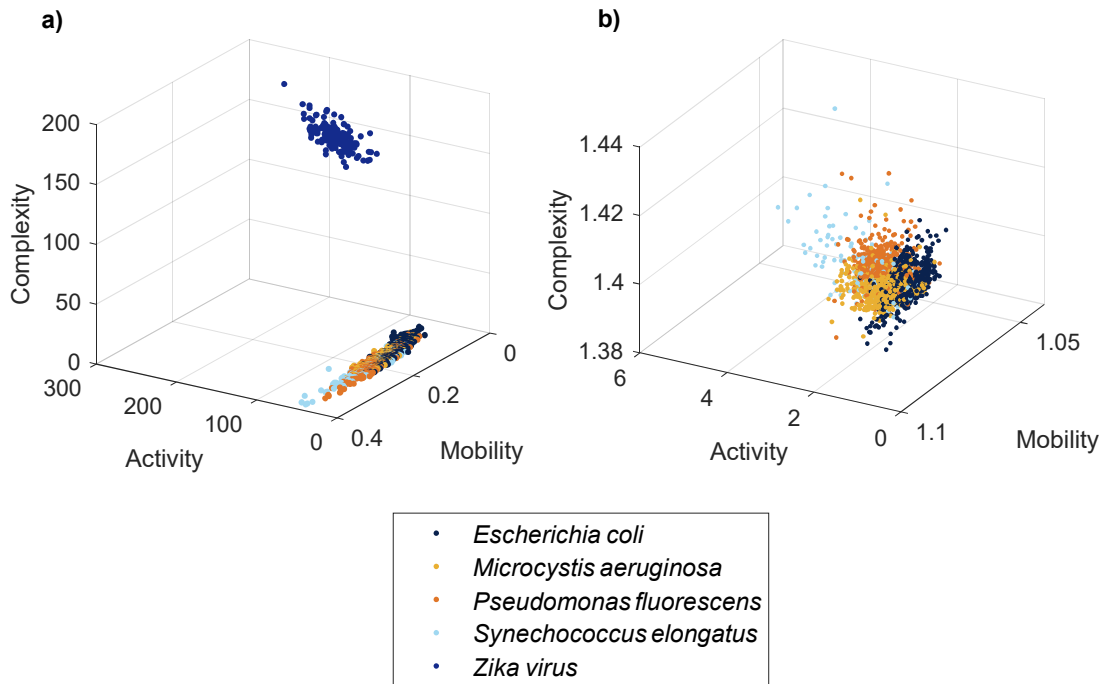


Figure 2 Visualization of the dataset by use of Hjorth descriptors extracted from the signal sequences, where each point stands for one sequence with coordinates represented by the three descriptors. In a) the whole dataset comprising of simulated metagenome and the viral sequences is visualized, whereas in b) the viral sequences have been filtered out from the data and signals were filtered by use of high pass filter before the computation of the descriptors.

Table 1 Statistics for the k -means clustering used for detection of the viral sequences

class	sensitivity	specificity	precision	accuracy
Simulated metagenome	100.00	100.00	100.00	100.00
Zika virus	100.00	100.00	100.00	100.00

Table 2 Statistics for the EMGM clustering used for binning of the metagenomic sequences

organism	sensitivity	specificity	precision	accuracy
<i>E. coli</i>	54.36	67.38	53.24	62.09
<i>M. aeruginosa</i>	31.04	85.51	59.40	63.40
<i>P. fluorescens</i>	66.24	88.72	73.65	81.48
<i>S. elongatus</i>	11.21	93.01	43.30	66.64

CONCLUSION

A new method for processing of metagenomic data obtained by nanopore sequencing has been introduced in this paper. This technique allows to reliably filter out the unwanted viral sequences from a metagenomic sample. The uniqueness of the suggested approach is that it works straight with the signal sequences produced by the nanopore sequencing run without the need for previous basecalling, moreover the suggested features can be extracted in linear computational time, and therefore the data processing is rather fast. Since the viral sequences exhibit such a strong pattern it would be possible to distinguish the viral sequence even from a shorter segment. This could be particularly useful in combination with already existing software Read Until, which excludes unwanted sequences straight from the sequencing run in the real time. Furthermore, the method could also be very useful in detection of phages (viruses, who incorporate their DNA into a bacterial DNA) within a bacterial genome. Our method is the first to our knowledge, to process the raw nanopore signals for metagenomic purposes.

ACKNOWLEDGEMENT

Supported by BUT intern grant agency, interfaculty junior project FEKT/FIT-J-17-4579 Methods for processing and visualization of nanopore sequencing data for metagenomic purposes.

REFERENCES

- [1] SIMON, C. and DANIEL, R., Metagenomic Analyses: Past and Future Trends. *Applied and Environmental Microbiology*. 2010. Vol. 77, no. 4, p. 1153-1161.
- [2] Database Resources of the National Center for Biotechnology Information, 2017. *Nucleic Acids Research*, Vol. 45, no. D1, p. D12-D17.
- [3] NIH Human Microbiome Project [online]. 2017 [cit. 2017-03-10]. Available from: <http://www.hmpdacc.org/>
- [4] Land, Miriam, et al, Insights from 20 years of bacterial genome sequencing. *Functional & Integrative Genomics*. 2015. Vol. 15, no. 2, p. 141-161. DOI 10.1007/s10142-015-0433-4.
- [5] THOMAS, Torsten, GILBERT, Jack and Meyer, FOLKER, Metagenomics - a guide from sampling to data analysis. *Microbial Informatics and Experimentation*. 2012. Vol. 2, no. 1, p. 3.
- [6] MANDE, S. S., MOHAMMED, M. H. and GHOSH, T. S., Classification of metagenomic sequences: methods and challenges. *Briefings in Bioinformatics*. 2012. Vol. 13, no. 6, p. 669-681.
- [7] SEDLAR, Karel, Kristyna KUPKOVA a Ivo PROVAZNIK. Bioinformatics strategies for taxonomy independent binning and visualization of sequences in shotgun metagenomics. *Computational and Structural Biotechnology Journal*. 2017, **15**, 48-55.
- [8] Oxford Nanopore Technologies, 2017. *Nanoporetech.com* [online], [cit. 2017-03-12]. Available from: <https://nanoporetech.com/>
- [9] LU, Hengyun, GIORDANO, Francesca and NING, Zemin, Oxford Nanopore MinION Sequencing and Genome Assembly. *Genomics, Proteomics & Bioinformatics*. 2016. Vol. 14, no. 5, p. 265-279.
- [10] BALESTRASSI, P. P., et al, A multivariate descriptor method for change-point detection in nonlinear time series. *Journal of Applied Statistics*. 2011. Vol. 38, no. 2, p. 327-342.
- [11] Digital Signal Processing Committee of the IEEE Acoustics, Speech, and Signal Processing Society, eds. *Programs for digital signal processing*, 1979., 1.

SIMULTANEOUS ECG, FINGER AND RETINAL PHOTOPLETHYSMOGRAPHY MEASUREMENT

Ivana Liberdova

Doctoral Degree Programme (2), FEEC BUT

E-mail: xliber00@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Radim Kolar

E-mail: kolarr@feec.vutbr.cz

Abstract: This article is focused on simultaneous ECG, finger and retinal plethysmography method development. Document describes certain parts of measurement hardware and also subsequent data processing. There is also described retinal plethysmography extraction from video records and its data processing. The result of proposed methodology is providing simultaneous signals of ECG, finger and retinal plethysmography and their comparison.

Keywords: video-ophthalmoscope, retinal plethysmography, ECG, PPG

1 INTRODUCTION

Ophthalmoscopy is the most frequent medical diagnostic method for diseases such as macular degeneration, diabetic retinopathy, glaucoma, etc. [1] For the most of these diseases especially for glaucoma is very important early diagnosis that current ophthalmoscopy does not include. The early diagnostics of glaucomatic diseases could be settled by exploring hemodynamical changes and its dynamic parameters in ocular fundus [2].

For measuring retinal temporal changes, there was developed new type of ophthalmoscopic instrument non-mydratic video-ophthalmoscope (VO, described in [3]) that provides long term video records of ocular fundus, its hemodynamical changes and retinal blood supply as well. All these changes are depending on cardiac cycle [4] as the heart beat induces changing in blood volume. Then the blood volume changes in retina – retinal plethysmography (R-PG), can be seen as the reflectance change of retinal cells. This can provide important information about microcirculation physical condition of glaucomatic or diabetic patients.

The blood supply is usually measured by the finger or other photoplethysmography method (PPG). To compare the R-PG and finger PPG is also used ECG measurement as the reference and control of cardiac cycle. There are many works comparing the ECG and PPG signals for classifying PPG parameters such as pulse transit time (PTT) or pulse arrival time (PAT) or others [5] or also for heart rate variability parameters [6]. Considering PPG parameters there are both shape and time differences between various distal and proximal PPG measurements mainly in PAT.

Considering these facts, there is an assumption retinal plethysmography (R-PG) as measurement of microcirculation blood supply will be also shifted in way that PAT of R-PG will be smaller than the other PPG measurement. This methodology could detect pathology in ophthalmoscopic records.

2 MEASUREMENT METHODOLOGY

Whole methodology for simultaneous measurement of ECG, PPG and the R-PG was realized by connected system of components including video-ophthalmoscope with CMOS camera, signal generator, set of Biopac system with its components (ECG electrodes, finger PPG) and computer with appropriate software. Schema of the whole system is in the Figure 1.

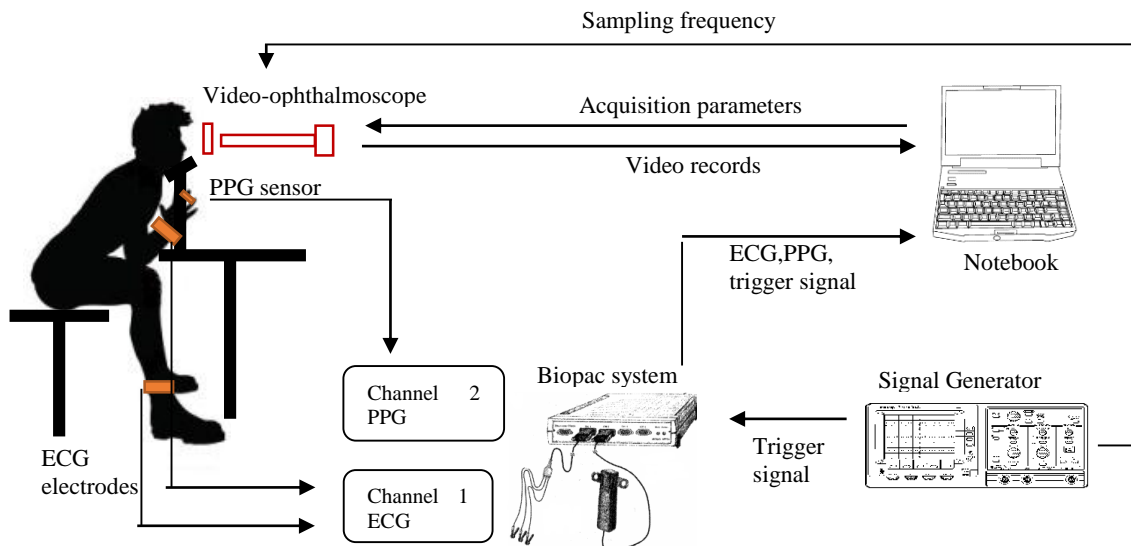


Figure 1: Schema of the simultaneous ECG, PPG and R-PG measurement

Video-ophthalmoscope – VO (Figure 2, described in [3]) is optical system including ophthalmic (40 D) as an objective lens, LED source of low illumination level and wavelength 550 nm. It uses CMOS camera (UI-3060CP-M-GL, iDS-imaging, Germany). Video records were acquired with spatial resolution of 1024x1280 px and framerate both 25 and 50 fps.

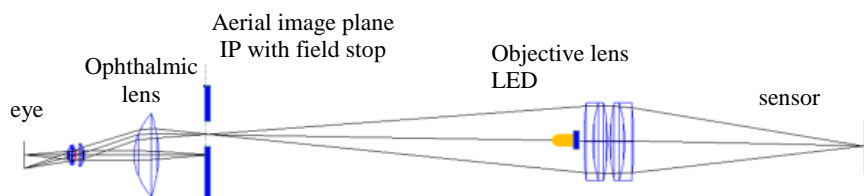


Figure 2: Video-ophthalmoscope used for retinal video sequences acquisition

Biopac system – Biopac system MP35 is used for PPG and ECG measurement with sample frequency (F_s) 50 kHz.

Signal generator – Agilent 33220A is used for rectangular trigger signal generation (F_s 50 kHz) that provides whole system synchronization for subsequent data processing and it is also used for CMOS camera settings (acquisition frequency) and acquisition start.

PPG, ECG and trigger signal is acquired into Biopac software. Due to dependency CMOS recording on trigger signal generation, the video record starts with rectangular triggered signal.

Human stability and head fixation is needed for the measurement, that is why the next important part of the system is also chin rest.

3 DATA PROCESSING

3.1 PREPROCESSING

There are four types of measured data – PPG, ECG and triggered signal (recording by Biopac SW) and video records (CMOS camera). The triggered signal is a help signal where the first and last rising edge is marking the start and end of CMOS camera record and simultaneously the first and last PPG and ECG valid sample also. Exact rising edge detection is possible thanks to high $F_s=50$ kHz. Data need to be preprocessed as selection of valid samples only.

Due to different F_s of data, the next preprocessing step is to unify them. The Biopac signals of F_s 50 kHz need to be decimated 200 times. On the other hand, video record interpolation needs to be done after video processing steps (described below).

3.2 PPG SIGNAL

Besides pulsatile component in the vessels depending on cardiac cycle, the PPG signal is also influenced by artifacts due to the motion or breathing. There are many methods to eliminate the mentioned artifacts e.g. moving average filter, wavelet transform or others. In this case, simple high pass filtering with cut off frequency of 0.5 Hz to eliminate DC component (representing motion artifacts) is fully sufficient.

3.3 ECG SIGNAL

The ECG signal measurement is affected by various types of influences – breathing (DC component), muscle activities (high-frequency electromyographic noise) and others. Therefore there are also many methods for ECG filtering based on e.g. adaptive filtering etc. In this case the bandpass filter is used with limit frequencies 0.5 Hz and 45 Hz.

3.4 RETINAL VIDEO RECORDS

Schema of the video record processing is in the Figure 3.

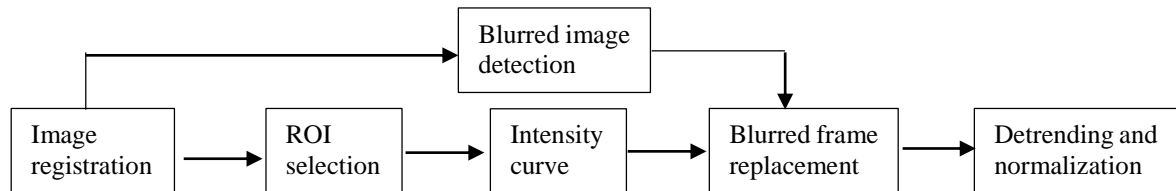


Figure 3: Video record processing schema

Due to eye movements, during the fixation on target, the first step in retinal video records processing is image registration to have stable record for subsequent processing. Method described in [7] are used for image registration. The method covers spatial transformation – shift, rotation and scaling. This method is based on phase correlation using the selected video record frame as the reference. Alignment of the frames is based on anatomical tracking points selection and Lucas-Kanade tracking.

Video records include (except sharp frames) also blurred and empty images due to eye saccadic movements and blinking (see in Figure 4), that are unsuitable for the analysis. Therefore the detection of these distorted images is needed as the next step. For distorted frames detection, the reference image method using phase correlation is used as described in [8], where the reference image is the best video record frame enhanced on entropy base.

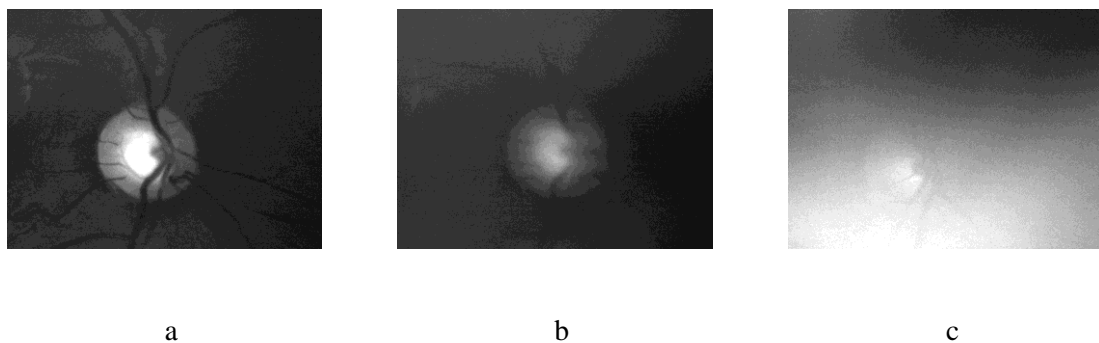


Figure 4: Example of frames in video-records: a, sharp frame b, blurred frame (eye movement) c, empty frame (blinking)

As the distorted frames are marked, the intensity curve in time can be extracted as the mean value of the selected region of interest (ROI) in frames. The ROI in this case represent the cup in optic disc (OD, see in Figure 5), where the biggest changes in blood supply can be observed. These changes modulate the reflected intensity in VO records. The reason of reverse intensity axis in intensity curve graph, representing retinal plethysmography, is that the increase of OD blood supply decreases OD reflectance therefore the intensity either.

The intensity curve R-PG still includes damaged frames (blinking, eye saccadic movements). These frames marked before are replaced by spline interpolated value.

The last step of video record processing is to eliminate trend line caused by human subject movements. The trend filtered and normalized R-PG is computed as intensity curve divided by trend enhanced by Savitzky-Golay algorithm, with window length of three cardiac cycles computed on base of R-PG spectrum. The resulted normalized curve of specific ROI is in the Figure 5.

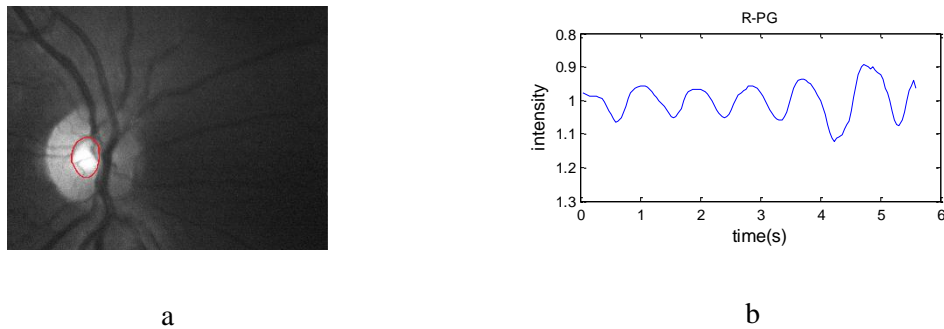


Figure 5: R-PG of certain retinal video-record: a, selected ROI in retinal frame b, R-PG

4 RESULTS AND DISCUSSION

Results of simultaneous PPG, ECG and R-PG measurements are in the Figure 6, where are simultaneously visualized plethysmography curves representing blood supply of retina and finger due to cardiac cycles substituted by ECG signal.

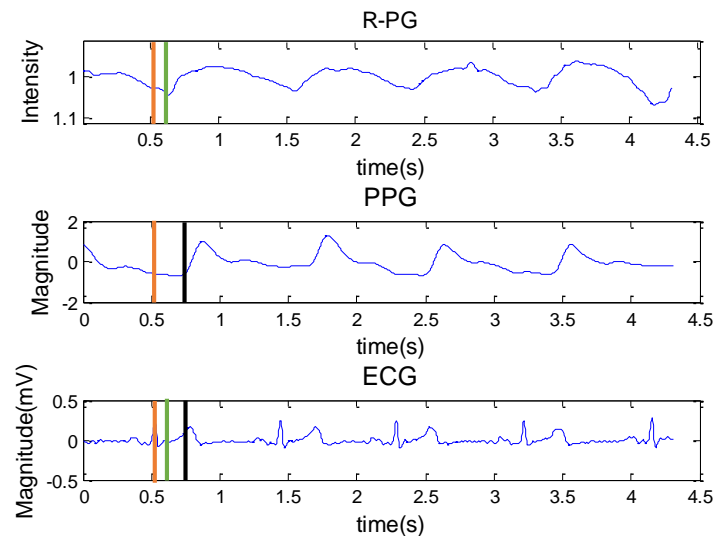


Figure 6: Resulted graphs of PPG, ECG and R-PG simultaneous measurement (red line – R wave as cardiac cycle start, green line – first R-PG rising edge sample, black line – first PPG rising edge sample)

This measurement allows data comparison and measuring plethysmography parameters as PAT or PTT, due to cardiac cycle. Considering PAT time, the R-PG PAT was smaller in comparison to finger PPG PAT in measured dataset, see Figure 6, where the red line marks the start of cardiac cycle and also the start of PAT interval, the green line marks R-PG rising edge sample and the end of R-PG PAT interval, the black line marks PPG rising edge sample and end of PPG PAT interval. Studying of these parameters and their changes can be promising in retinal diseases diagnostics.

The R-PG signal is very sensitive to ambient lighting, subject movements, eye saccadic movement and other influences. Moreover, there are other artifacts caused by intraocular fluid or certain proteins in retina, that usually damage R-PG signal.

5 CONCLUSION

The methodology of simultaneous PPG, ECG and retinal plethysmography measurement was introduced. There were used different approaches to process retinal video records to extract intensity curve representing blood supply of ocular fundus, in other words retinal plethysmography. The R-PG is very sensitive to various influences and the method could be improved in measurement hardware as well as in data processing to eliminate retinal artifacts. The resulted R-PG is corresponding to cardiac cycle and can provide useful information about microcirculation physical condition.

REFERENCES

- [1] Benbassat, J., Polak, B., Ja-Vitt, J.: Objectives of teaching direct ophthalmoscopy to medical students. *Acta ophthalmologica*, 2012, 90.6:503-507
- [2] Hayreh, S.: Blood supply of the optic nerve head and its role in optic atrophy, glaucoma and oedema of the optic disc. *British Journal of Ophthalmology*, 1969, 53:721-748.
- [3] Tornow, R. et al.: Ophthalmoscope measures fast temporal changes in the human retina. *SPIE Newsroom*. 2015. DOI: 10.1117/2.1201509.006061. ISSN18182259
- [4] Lovasik, J.V., Gagnon, M., Kergoat, H.: A novel noninvasive videographic method for quantifying changes in the chromaticity of the optic nerve head with changes in the intraocular pressure, pulsatile choroidal blood flow and visual neural function in humans. *Surv Ophthalmol*, 1994. 38 Suppl: p. S35-51.
- [5] Mingwu, G. et al.: Comparison of noninvasive pulse transit time estimates as markers of blood pressure using invasive pulse transit time measurements as a reference. *Physiological Reports*. 2016. DOI: 10.14814/phy2.12768
- [6] Ping S. et al.: A preliminary attempt to understand compatibility of photoplethysmographic pulse rate variability with electrocardiogram heart rate variability. *Journal of medical and biological engineering*. 2008, 28(4):173-180
- [7] Kolar, R. et al.: Registration of retinal sequences from new video-ophthalmoscopic camera. *Biomedical engineering online*, 2016, 15.1: 1.
- [8] Liberdova, I. et al.: Image quality assessment of ophthalmologic videosequences using phase correlation. *Electrorevue*. 2016, 18(5):153-159. ISSN:1213-1539.

CELL DETECTION METHODS FOR THE IMAGES FROM HOLOGRAPHIC MICROSCOPE

Tomáš Vičar

Doctoral Degree Programme (1), FEEC BUT

E-mail: xvicar03@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Radim Kolář

E-mail: kolarr@feec.vutbr.cz

Abstract: Microscopical cell image analysis is widely used for cell behavior and morphology study. In dense cell cultures precise detection (separation) of a single cell is challenging task and it is important step for automatic cell analysis methods. There are a variety of methods, but most of them are less accurate for non-circular cells. This paper describes the common approaches for cell detection applied on images from holographic microscope. Linear discriminant analysis is used for combining results of these methods to obtain new more precise and robust approach.

Keywords: Holographic microscope, cell detection, LoG filter, distance transform

1 INTRODUCTION

Despite a distinctive effort in a cancer research, this disease is still considered a major health problem in developed countries. Although initial stages of solid tumors are relatively easy-to-manage, advanced stages (which are usually not localized to tissue of origin and frequently form metastases) are developing resistance to treatment. Therefore, precise understanding of individual subpopulations of cells in the tumor is thus highly needed. Nevertheless, in accordance with developments in technology, novel microscopy techniques were introduced in last decade (high-resolution, two-photon, holographic microscopy, etc.).

MHM (Multimodal Holographic Microscopy) is a relatively new modality suitable for high throughput long-term label-free live cell imaging. This approach opens new promising applications, but manual processing of such amounts of data is impracticable. Automatic segmentation of single cells in images from MHM is a complex and not trivial task, because of various shapes and sizes, creation of cell clusters and strong cell interactions.

A critical prerequisite of automatic segmentation of these cell image is then precise cell detection - identification of single cells. There are a huge number of methods for cell detection. The most popular approaches are based on distance transform [7], morphology operations, LoG filter [1, 3], maximally stable extremal region [5, 4], Hough transform, radial symmetry-based voting, etc. and now-day attention often focuses on supervised learning methods (see review [2]). One of the aims of this study is to compare some cell detection techniques on given data and determine their suitability on images from MHM. Because of the unsatisfactory results of these methods and their relatively small computational costs, combining of these methods for higher accuracy is another purpose of this study.

PC-3 cells acquired with MHM (example in Figure 1) were selected for methods evaluation. This data was chosen because its part of active research [6] and its automatic analysis is highly needed. 18 images with 638 cells were manually labeled with centroids and divided to train data set (4 images - 160 cells) a test data set (14 images - 478 cells). Train data set is used for parameters setting of individual methods and for creating methods combination. The results are evaluated on the test data.

2 METHODS

2.1 FOREGROUND SEGMENTATION

In images from MHM, image background can be easily segmented by thresholding. Threshold can be manually set to the same value for all images. All detection techniques can then use this image and restrict cell search only to foreground pixels. The accuracy can be increased if morphological erosion is applied to the binary foreground image and small binary objects are removed.

2.2 MULTI-SCALE LOG FILTER DETECTOR

The LoG filter is one of the most popular methods for blob object detection in medical image analysis. There is many modifications of this detector - simple LoG, multi-scale LoG, generalized LoG, hessian LoG. The simple LoG filter can be used only for detection of blobs with the same known size - filter scale σ . LoG filter at a scale σ is defined by equation

$$LoG(\mathbf{x}, \sigma) = \nabla^2 G(\mathbf{x}, \sigma) = \frac{\sigma^2 - \|\mathbf{x}\|^2}{2\pi\sigma^6} e^{-\frac{\|\mathbf{x}\|^2}{2\sigma^2}}, \quad (1)$$

where G is 2D Gaussian function, $\mathbf{x} = (x, y)$ and $\|\cdot\|$ is euclidean norm [1]. In principle it is matched filter for detection of blobs.

In cell detection using only single scale filter is not suitable, because there is a large variation in cells size. Multi-scale LoG filtration uses bag of LoG filters with different sigma and for each position pick most appropriate scale. For picking the highest filter response the filter scale must be normalized $LoG(\mathbf{x}, \sigma)_{norm} = \sigma^\gamma LoG(\mathbf{x}, \sigma)$. Parameter $\gamma = 2$ for scale invariance, but this parameter can be tuned for preferring larger or smaller objects. Maximum Intensity Projection of the series of LoG filtered images $MIP(\mathbf{x}) = \max_{\sigma} (LoG_{norm}(\mathbf{x}, \sigma))$, produced parametric image. Centers of cells can be obtained by thresholding or local maxima finding. Local maxima finding shown to be appropriate for used images.

2.3 HESSIAN ANALYSIS OF LOG DETECTOR

HLoG (Hessian analysis of LoG) uses the same bag of LoG filtered images, only optimal scale identification and cell center detection is different. It is known, that local Hessian Matrix for blob-like structure is positive definite. The Hessian H (computed from LoG filtered image) at position (x, y) can be approximated with differences in 2×2 neighborhood. H is considered as positive definite matrix if both, H_{11} and determinant H are positive (positive leading principal minors). The single cell is identified as every connected region with positive definite Hessian.

Optimal scale is in [3] selected as scale where the mean intensity of the LoG filtered image on positive definite locations is maximal. This is inappropriate for analyzing cell images due to variability in cell size. The method here is slightly modified, by identification of optimal scale for every cell cluster. Cell clusters can be obtained by foreground segmentation and connected components are considered as cell clusters. This method is not optimal, but size of cells is more probably being more similar in cell clusters than in the whole image.

2.4 DISTANCE TRANSFORM DETECTOR

Very popular and simple method for cell detection using DT (distance transform) of the foreground image. DT of foreground image is defined as distance to nearest background pixel (Euclidean distance is chosen as metric). Local maxima of the generated distance map are considered as cells. This method often detects many false cells. For this purpose h-maxima transform is used [7]. H-maxima

transform using grayscale morphology for elimination of small local maxima, where parameter h set depth of local maxima which are eliminated and it is used as a parameter of this method.

2.5 MAXIMALLY STABLE EXTREMAL REGION DETECTOR

The MSER (Maximally Stable Extremal Region) detector is also often used for cell detection. Extremal regions of gray-value image is defined as connected components of thresholded image $I_t = I > t$ for some t . MSER detector described in [4] produced stable extremal regions of image which are stable in sense of area variation w.r.t. changing threshold t . Minimal stability of extracted region can be set with parameters threshold step δ (% of intensity range) and maximal relative area change with this step. This method generate many regions that overlap and only smallest region generated with highest threshold are picked as in [5], where these region are found by dynamic programming on graph constructed from overlapped regions. Same results is here achieved by detection of local maxima in image, which is created as sum of all extremal regions binary images.

2.6 CELL CENTER REFINEMENT

For combining cell centers detected by multiple methods is appropriate to move centers to the same position. This can be done by moving the center to the cell intensity maxima, but for cell maxima identification complete cell segmentation (pre-segmentation) is needed. For method training even ground true centers are refined to the cell intensity maxima.

Binary foreground segmentation and position binary image (ones only at cell centers) is used for center refinement. Cell refinement consist of these steps:

- DT - with distances from cell centers (DT of inverse position binary image)
- watershed segmentation of DT image
- foreground division with watershed results (spiting foreground with watershed dams)
- maxima finding in each region (of divided foreground) and assign maxima as new cell centers

When Euclidean distance is used, then it may cause problems when center point of the neighbor cell is closer to some pixels of actual cell, than center of actual cell (but cells are separated with background). The better distance metric seems to be a geodesic distance [9] - distance to the center pixels, when only foreground is used for moving.

2.7 METHODS PARAMETERS SELECTION

Each of four methods has only one relevant parameter to be set, which are summarized in Table 1. These parameters were optimized w.r.t F1-score on the training data set, with complete search in typical range (20 steps were used). For LoG methods is the filter scale σ set in range of minimal an maximal cell diameter (assumed that cell size range is known). Maximal relative area variation of MSER was set to 0.25.

2.8 METHODS COMBINATION

Results of all detection methods are position binary images. Because of the shifting to the cell centers to maxima, when cell is detected, the center pixels are in the same position. The next step is to combine results from individual methods to achieve better accuracy than individual methods.

This problem can be defined as search for a best linear combination of cell center images or as a classification problem with position binary image as features. This linear combination for classification

Table 1: Methods parameters summary.

Method	Parameter	Parameter meaning	Typical range	Optimal value
Multi-scale LoG	γ	Filter scaling penalization	1 - 3	2.8
HLoG	γ	Filter scaling penalization	1 - 3	2.1
DT	h	Minimal depth of maxima	based on cell size	5
MSER	δ	Threshold step	0.5 - 5	3.6

Table 2: Methods combination weights from LDA, detection accuracy and computation time.

Method	w_n	Precision	Recall	F1 - score	computation time
Multi-scale LoG	5.260	0.8644	0.7823	0.8213	0.68s
HLoG	6.371	0.8520	0.7914	0.8206	12.56s
MSER	9.099	0.8047	0.7927	0.7987	1.55s
DT	11.883	0.8771	0.7862	0.8291	0.18s
Methods combination	$t=-13.870$	0.9002	0.8256	0.8613	14.97s + 0.62s

can be found with LDA (linear discriminant analysis) - this classifier is picked for its simplicity and fast evaluation of classification. LDA is able to find the ideal linear combination of features (projection to 1D space) to achieve the best discrimination and corresponding threshold for classification [8]. The LDA can be trained on the training data set - from position binary images of methods and true labels it produces a vector of weights \vec{w} and threshold t . Resulting image can then be simply computed as thresholded linear combination of position binary images.

3 RESULTS AND DISCUSSION

Due to refinement of cell centers only centers on the same position as ground truth is evaluated as correctly detected - TP (true positive). Cell is considered as FN (false negative) if it is not detected and as FP (false positive), if cell center is detected and does not match the ground truth. The results are reported in terms of $Precision = TP/(TP + FP)$, $Recall = TP/(TP + FN)$ and $F1 - score = 2TP/(2TP + FP + FN)$. *Precision* refers about falsely detected centers, *Recall* refers about not detected centroids and *F1 - score* refer about a combination of both.

As shown in Table 2, DT with *F1 - score* 0.8291 is best from proposed individual methods - its large *precision* indicate a small number of falsely detected cells, but all methods shown very similar accuracy. Resulting *F1-score* of combination of methods 0.8613 is only slightly better than individual results. This is caused by a large part of the cells (8.26%), that were not detected by any method. LDA results \vec{w} and t show methods predictive power. Computational time is evaluated for MATLAB implementations. HLoG is computationally expensive due to scale selection for every cluster. Methods combination must compute all methods plus centers refinement and linear combination.

4 CONCLUSION

This paper describes four cell detection methods tested for MHM cell images data set. Methods are evaluated and an approach for its combination to one more robust detector is also presented. Accuracy improvement (0.0322 of *F1 - score*) is relatively small, if computation complexity and need of learning set is considered. But this paper also shown that center refinement and LDA can properly combine more detection methods and with another methods, this might have great potential for cell detection improvement.

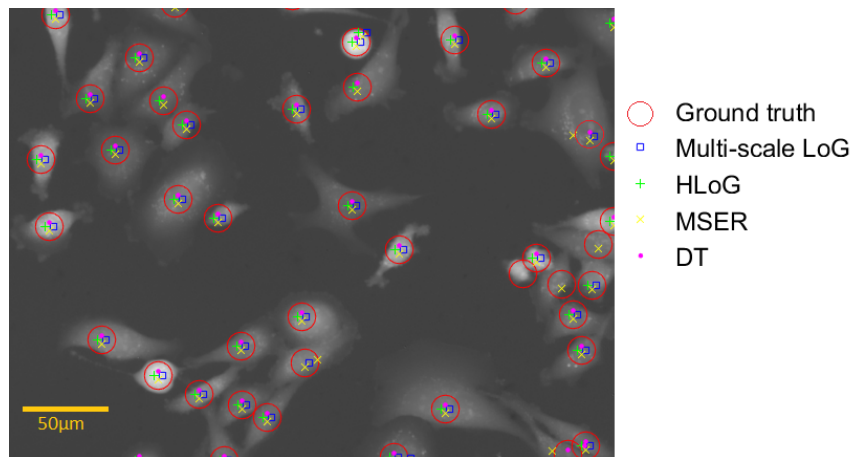


Figure 1: Cell detection methods results (cell image resolution 600x450px).

REFERENCES

- [1] PENG, Huiming, Xiaobo ZHOU, Fuhai LI, Xiaofeng XIA a Stephen T.C. WONG. Integrating multi-scale blob/curvilinear detector techniques and multi-level sets for automated segmentation of stem cell images. In: 2009 IEEE International Symposium on Biomedical Imaging: From Nano to Macro [online]. IEEE, 2009, s. 1362-1365.
- [2] XING, Fuyong a Lin YANG. Robust Nucleus/Cell Detection and Segmentation in Digital Pathology and Microscopy Images: A Comprehensive Review. IEEE Reviews in Biomedical Engineering [online]. 2016, 9, 234-263. DOI: 10.1109/RBME.2016.2515127. ISSN 19373333
- [3] ZHANG, Min, Teresa WU a Kevin M. BENNETT. Small Blob Identification in Medical Images Using Regional Features From Optimum Scale. IEEE Transactions on Biomedical Engineering [online]. 2015, 62(4), 1051-1062. DOI: 10.1109/TBME.2014.2360154. ISSN 00189294.
- [4] MATAS, J, O CHUM, M URBAN a T PAJDLA. Robust wide-baseline stereo from maximally stable extremal regions. Image and Vision Computing [online]. 2004, 22(10), 761-767. DOI: 10.1016/j.imavis.2004.02.006. ISSN 02628856.
- [5] ARTETA, Carlos, Victor LEMPITSKY, J. Alison NOBLE and Andrew ZISSERMAN. Learning to Detect Cells Using Non-overlapping Extremal Regions. Miccai [online]. 2012,15(1), 348-56. DOI:10.1007/978-3-642-33415-3. ISSN 978-3-642-33414-6.
- [6] BALVAN, Jan, Aneta KRIZOVA, Jaromir GUMULEC, et al. Multimodal Holographic Microscopy: Distinction between Apoptosis and Oncosis. PLOS ONE. 2015-3-24, 10(3). DOI: 10.1371/journal.pone.0121674. ISSN 1932-6203.
- [7] THIRUSITTAMPALAM, Ketheesan, M. Julius HOSSAIN, Ovidiu GHITA a Paul F. WHELAN. A Novel Framework for Cellular Tracking and Mitosis Detection in Dense Phase Contrast Microscopy Images. IEEE Journal of Biomedical and Health Informatics [online]. 2013, 17(3), 642-653. DOI: 10.1109/TITB.2012.2228663. ISSN 21682194.
- [8] BALAKRISHNAMA, Suresh; GANAPATHIRAJU, Aravind. Linear discriminant analysis-a brief tutorial. Institute for Signal and information Processing, 1998, 18.
- [9] CÁRDENES, Rubén, Carlos ALBEROLA-LÓPEZ a Juan RUIZ-ALZOLA. Fast and accurate geodesic distance transform by ordered propagation. Image and Vision Computing [online]. 2010, 28(3), 307-316. DOI: 10.1016/j.imavis.2009.05.013. ISSN 02628856.

MOLECULAR DOCKING STUDY OF POTENTIAL DRUG CANDIDATES AGAINST BORRELIOSIS

Pavλίna Kořčová

Doctoral Degree Programme (3), FEEC BUT

E-mail: koscova@feec.vutbr.cz

Supervised by: Ivo Provazník

E-mail: provaznik@feec.vutbr.cz

Abstract: Lyme borreliosis is one of the most common tick-borne infections, for which there is an extensive need to find a new drug. For this purpose our *in silico* docking study was carried out to identify drug-likeness of chosen small molecules – potential borreliosis drugs. Its results revealed that BesA compound (C2 form) – a membrane fusion protein present in *Borrelia burgdorferi*, can play a significant role as a possible drug target compound and therefore it should be further examined in development of potential drugs for Lyme borreliosis treatment.

Keywords: *Borrelia burgdorferi*, borreliosis, Lyme disease, resistance, molecular docking

1 INTRODUCTION

Lyme borreliosis (Lyme disease) is an infectious disease caused by 12 (out of the 37) species of genus *Borrelia* (*B.*). *B. burgdorferi* is one of the major etiologic agent described in 1984 [1]. This spirochete, gram negative bacterium is transmitted to humans through the bite of the *Ixodes* tick [2].

The disease can be treated with various antibiotics (azithromycin, ceftriaxone or doxycycline, erythromycin) [3][4], but it is difficult to treat during the later symptoms and some *B. burgdorferi* strains even express resistance to the antibiotics [5]. Hence, despite the availability of effective antibiotics, there is an extensive need to find a new Lyme borreliosis drug.

Structure based drug design allow us to better understand drug-target interactions. Use of the information provided by structure analysis has proved to be the key approach in current drug discovery. In our study, we applied computer based molecular docking methods. The purpose of molecular docking is to predict the preferred orientation of a small molecule with a protein. We performed *in silico* analysis of potential top fifteen Lyme borreliosis drug candidates suggested in a previous experimental *in vivo* study [6] against membrane associated *B. burgdorferi* protein BesA.

In our docking workflow we prepared protein and ligand structures, performed conformational analysis, set the placement scoring, generated poses of docked molecules, and analyzed the final poses.

2 MATERIALS AND METHODS

2.1 SOFTWARE

Molecular Operating Environment (MOE), developed by Chemical Computing Group Inc [7], is a comprehensive software with number of useful tools including powerful applications designed for molecular docking.

2.2 DATA OF PROTEINS AND SMALL MOLECULES

To be able to perform docking studies we needed to create database of receptor and ligand structures. Currently, there are 84 known *B. burgdorferi* protein structures available in Protein Data Bank (PDB) [8]. It has been known that membrane localized proteins represent largest group (70%) of effective drug targets in any organism [7]. For our study we have used a monomer group of BesA (C2 form) membrane fusion protein, accession code 4KKS (PDB ID). The structure was obtained by X-ray diffraction [9] and its hypothetical biological function is transmembrane transport.

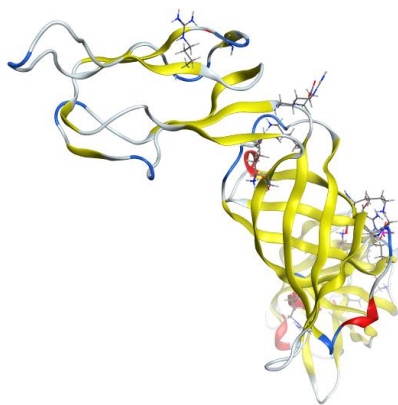


Figure 1: BesA (C2 form) membrane fusion protein (PDB ID 4KKS)

The binding site points of BesA were predicted by MOE's Site Finder application. The table below (Table 1) shows the contact residues.

Size	PLB	Hyd	Side	Contact residues
36	2.55	14	26	ASP67 VAL68 ASP69 LYS73 ASP75 LEU91 LEU127 ASN128 VAL145 LEU155 ILE218 GLY219

Table 1: Analyzed binding site detected in BesA (C2 form) membrane fusion protein (PDB ID 4KKS)

The small molecules desired for docking study were obtained from ChemSpider database [9] in the Mol File format (.mol). Molecules were converted for further analysis to SD format (.sdf) using OpenBabel software [10]. These molecules have been identified as new drug candidates against *Borrelia burgdorferi* using high-throughput screening in a previous experimental *in vivo* study [6]. The set contained: doxorubicin hydrochloride, josamycin, cefotaxime acid, cefazolin sodium, epirubicin hydrochloride, erythromycin, gramicidin, cephalothin sodium, ceftazidime, ticarcillin disodium, moxifloxacin hydrochloride, linezolid, idarubicin hydrochloride, azlocilin sodium.

2.3 PREPARING PROTEIN DATA

The purpose of this step is to correct the structure and prepare macromolecular data for further computational analysis. The receptors were prepared using following MOE's applications – Protonate 3D to optimize the hydrogen orientations (maximize H-bond networks and minimize the overall self-energy), Energy Minimize for energy refinement and QuickPrep for the correction, protonation, tethering and minimization.

2.4 PREPARING A SMALL MOLECULE DATASET

Important step before any application of the small molecule data is their processing and correction to a suitable form. To perform this step we used these MOE's applications - Wash to correct systemic structure errors, Depict2D to correct bonding patterns, Partial Charges to set atomic partial charges and Energy Minimize to structures' energy minimization.

2.5 DOCKING SIMULATION

For docking study we used MOE's Dock application. For generating poses from ligand conformations we selected Triangle Matcher as Placement method and London dG as a scoring function [7] to estimate the free energy of binding of the ligand from a given pose. Its formulation is as follows:

$$\Delta G = c + E_{flex} + \sum_{h-bonds} c_{HB} f_{HB} + \sum_{m-lig} c_M f_M + \sum_{atoms\ i} \Delta D_i$$

where c represents the average gain/loss of rotational and translational entropy; E_{flex} is the energy due to the loss of flexibility of the ligand (calculated from ligand topology only); f_{HB} measures geometric imperfections of hydrogen bonds and takes a value in $[0,1]$; c_{HB} is the energy of an ideal hydrogen bond; f_M measures geometric imperfections of metal ligations and takes a value in $[0,1]$; c_M is the energy of an ideal metal ligation; and D_i is the desolvation energy of atom i . The difference in desolvation energies is calculated according to the formula

$$\Delta D_i = c_i R_i^3 \left\{ \iiint_{u \notin A \cup B} |u|^{-6} du - \iiint_{u \notin B} |u|^{-6} du \right\}$$

where A and B are the protein and/or ligand volumes with atom i belonging to volume B ; R_i is the solvation radius of atom i (taken as the OPLS-AA van der Waals sigma parameter plus 0.5 Å); and c_i is the desolvation coefficient of atom i . The coefficients $\{c, c_{HB}, c_M, c_i\}$ were fitted from approximately 400 X-ray crystal structures of protein-ligand complexes with available experimental pK_i data. Atoms are categorized into about a dozen atom types for the assignment of the c_i coefficients. The triple integrals are approximated using Generalized Born integral formulas. In our calculation we set up 5 poses for every docked small molecule (total 75 poses). We compared docked poses and analyzed the output scores.

3 RESULTS

The output database contained the docked poses ranked by the final score S (London dG). The top-scoring poses are found in the table below (Table 2). Other calculated values were the energy of the conformer (E_{conf}) and score from the placement phase (E_{place}). The docking results showed the ligands with the best binding energies - molecule of doxorubicin hydrochloride and idarubicin hydrochloride. These molecules occupied the active sites with the best final score.

	Small Molecule	S score	E conf	E place
1.	doxorubicin hydrochloride	-14.7595	4.2666	-39.5700
2.	idarubicin hydrochloride	-14.1070	1.8779	-43.5461
3.	doxorubicin hydrochloride	-13.7808	0.0000	-46.7254
4.	idarubicin hydrochloride	-13.5485	4.5568	-38.4959
5.	doxorubicin hydrochloride	-13.3276	5.5313	-50.2043
6.	idarubicin hydrochloride	-13.1241	1.8779	-38.6653

Table 2: Binding energies of docked ligands using MOE

Two best docking calculated poses and their ligand interactions are visualized below (Figure 3). Residues involved in the binding site indicate to play an important role in the interaction.

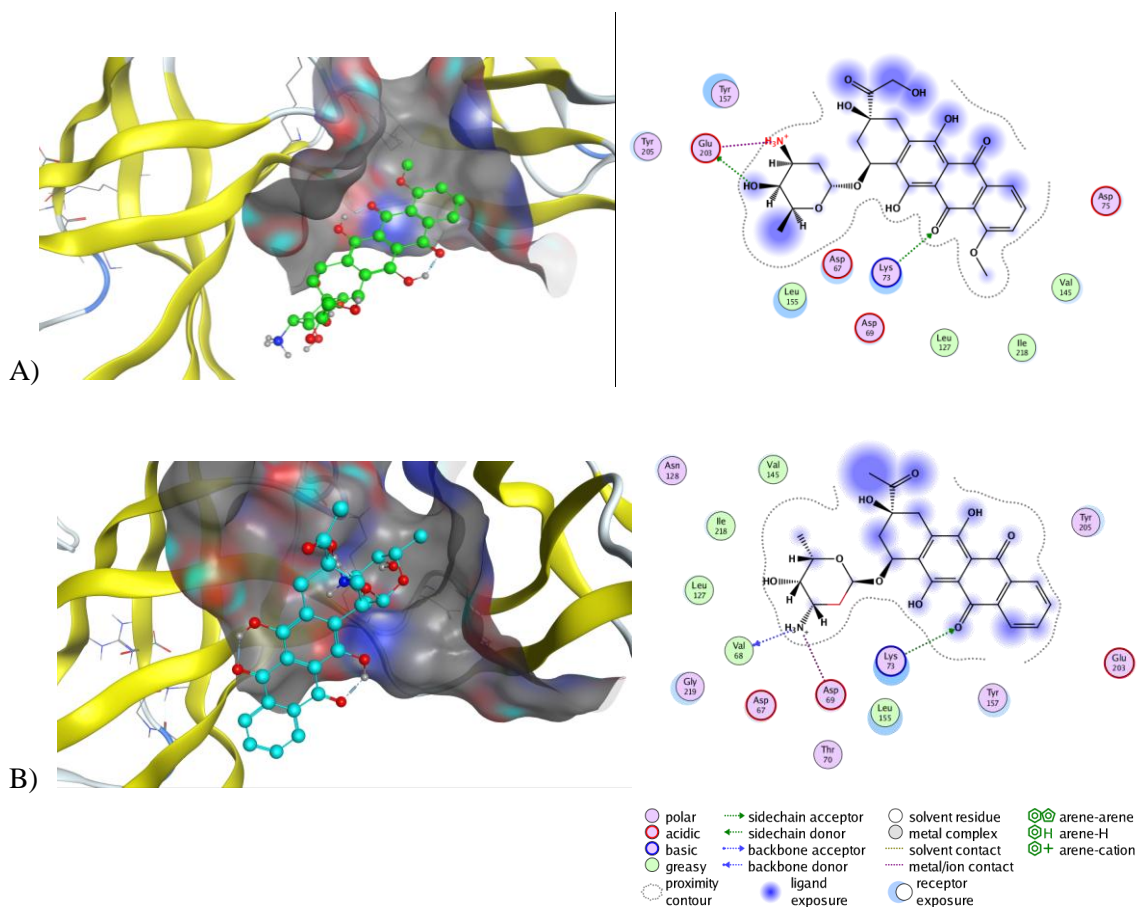


Figure 3: 3D visualization and 2D interaction diagram of docked structures in the binding site of BesA A) doxorubicin hydrochloride B) idarubicin hydrochloride

4 CONCLUSION

The purpose of this study was to predict binding interactions of candidate drugs for borreliosis. Drug resistance development of *B. burgdorferi* strains to available antibiotics is an important point of interest among health practitioners. Molecular docking helps us to examine the binding geometry of interacting molecules with known structures. Our study suggests two drugs - doxorubicin hydrochloride and idarubicin hydrochloride – as potential drug candidates for borreliosis. Their calculated poses provide useful information for a further structural analysis. In further studies we will also compare our results with already available drugs in order to see the differences.

REFERENCES

- [1] JOHNSON, Russell C., George P. SCHMID, Fred W. HYDE, A. G. STEIGERWALT a Don J. BRENNER. *Borrelia burgdorferi* sp. nov.: etiologic agent of Lyme disease. *International Journal of Systematic and Evolutionary Microbiology*. 1984, **34**(4), 496–497.
- [2] BARBOUR, ALAN G. Isolation and cultivation of Lyme disease spirochetes. *The Yale journal of biology and medicine*. 1984, **57**(4), 521.
- [3] STRAUBINGER, Reinhard K., Alix F. STRAUBINGER, Brian A. SUMMERS a Richard H. JACOBSON. Status of *Borrelia burgdorferi* Infection after Antibiotic Treatment and

- the Effects of Corticosteroids: An Experimental Study. *The Journal of Infectious Diseases* [online]. 2000, **181**(3), 1069–1081. ISSN 0022-1899, 1537-6613.
- [4] BRATTON, ROBERT L, MD; WHITESIDE, JOHN W, MD; HOVAN, MICHAEL J, MD; ENGLE, RICHARD L, MD; EDWARDS, FREDERICK D, MD. Diagnosis and Treatment of Lyme Disease. *Mayo Clinic Proceedings*. 2008, **83**(5), 566–571.
- [5] JACKSON, Charlene R., Julie A. BOYLAN, Jonathan G. FRYE a Frank C. GHERARDINI. Evidence of a conjugal erythromycin resistance element in the Lyme disease spirochete *Borrelia burgdorferi*. *International Journal of Antimicrobial Agents* [online]. 2007, **30**(6), 496–504. ISSN 09248579.
- [6] POTHINENI, Venkata, Dhananjay WAGH, Mustafeez Mujtaba BABAR, Mohammed INAYATHULLAH, David SOLOW-CORDERO, Kwang-Min KIM, Aneesh SAMINENI, Mansi Bharat PAREKH, Lobat TAYEBI a Jayakumar RAJADAS. Identification of new drug candidates against *Borrelia burgdorferi* using high-throughput screening. *Drug Design, Development and Therapy* [online]. 2016, 1307. ISSN 1177-8881.
- [7] *Molecular Operating Environment (MOE)*, 2013.08. 2017.
- [8] BERMAN, Helen M., John WESTBROOK, Zukang FENG, Gary GILLILAND, T. N. BHAT, Helge WEISSIG, Ilya SHINDYALOV a Philip E. BOURNE. The Protein Data Bank. 2000, **28**(1), 235–242.
- [9] GREENE, Nicholas P., Philip HINCHLIFFE, Allister CROW, Abdessamad ABABOU, Colin HUGHES a Vassilis KORONAKIS. Structure of an atypical periplasmic adaptor from a multidrug efflux pump of the spirochete *Borrelia burgdorferi*. *FEBS Letters* [online]. 2013, **587**(18), 2984–2988. ISSN 00145793.
- [10] OLBOYLE, Noel M., Michael BANCK, Craig A. JAMES, Chris MORLEY, Tim VANDERMEERSCH a Geoffrey R. HUTCHISON. Open Babel: An open chemical toolbox. *J Cheminf*. 2011, **3**, 33.

Doktorské projekty

Elektronika a komunikace,
Komunikační technologie a informační
bezpečnost

SMARTPHONE BASED VISIBLE LIGHT COMMUNICATION BEACON SYSTEM FOR INTERNET OF THINGS

Marek Novák

Doctoral Programme (2017), DREL FEEC BUT

E-mail: xnovak0m@vutbr.cz

Supervised by: Peter Barcík

E-mail: barcik@feec.vutbr.cz

Abstract: The article describes an application of Visible Light Communication (VLC) for Internet of Things (IoT) nodes authentication and metadata exchange. A practical use-case of presented communication system is provided and benefits of using such technique is explained. A smartphone camera based platform and advanced image processing is used for data reception and as a proof of concept implementation of presented communication technique. The future direction of the research is provided.

Keywords: VLC, Internet of Things, OCI, Image Processing, GPU, AR, Android, OpenGL, GLSL

1 INTRODUCTION

One of advantages of VLC besides potentially high bandwidth is the possibility to leverage existing infrastructure. In almost any today's device requiring human interaction there is at least one status light emitting diode (LED) or an LED indicating power state of the device. This paper proposes to multiplex their purpose with VLC to allow an unidirectional communication for distribution of the device related metadata. As receiver of these metadata, which may consist of passphrase in case of a WiFi access point, a camera mounted on a smartphone will be used.

Cameras are present practically on any contemporary smartphone. Therefore, it is very easy to make the VLC technology and its application proposed herein accessible to a wide range of users.

Further in this paper, related work will be presented, consequently the communication chain of the proposed system will be explained, followed by description of reception chain with focus on image processing of data from the camera. In the last section, experimental results and direction of the research is announced.

2 STATE OF ART

The usage of so-called human controlled LED-Camera channel was already announced in [1]. The author combines radio frequency (RF) and VLC channels for authentication. VLC is used as an out-of-band (OOB) channel in the authentication process. This paper proposes a different application consisting of the device metadata broadcasting, which represents a generalization of [1].

A patent proposing a beacon system based on VLC was already published in [2]. This paper proposes however using status or power LEDs as transmitters. This differs from [2], where authors propose leveraging illumination sources instead. Furthermore in the presented system, the broadcasted data are not intended for indoor positioning as in [2].

A design of VLC beacon system for augmented reality (AR) was published in [3]. Authors create a dedicated CMOS sensor and a field programmable gate array (FPGA) digital signal processing (DSP) system to create an augmented reality vision. Our paper, however, targets cameras mounted in

contemporary smartphones and on-device GPU for image processing rather than providing a custom hardware solution.

3 COMMUNICATION CHAIN

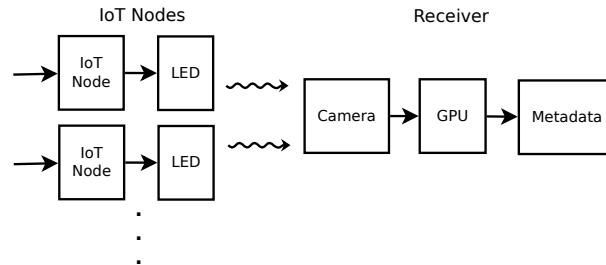


Figure 1: Communication chain diagram

As shows Fig. 1, the communication system consists of single or multiple IoT nodes (such as temperature sensors, humidity sensors, WiFi access points etc.) and a single or multiple smart devices with a camera and graphical processing unit (GPU). The number of IoT nodes being captured by a receiver is given by the number of devices being visible by the device camera.

The communication task can be split in two parts - first part is the detection of devices in the picture (in the signal from the camera) and the second consists in demodulation and decoding of the transmitted data.

The most critical part of the chain is the receiver camera. A common frame rate is 30 fps, which in case of a single red or green LED with on-off keying (OOK) provides only 15 bps. In more recent smartphones, there are however cameras capable to shoot slow-motion video with the frame rate of up to 240 fps with the resolution of 720 p (e.g. Samsung Galaxy S7 or Apple iPhone 6S). This would enable a maximum bit rate of 120 bps.

4 RECEIVER IMAGE PROCESSING

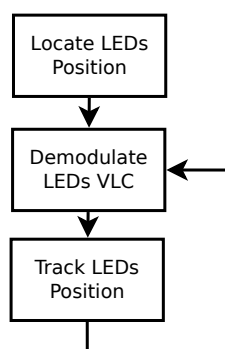


Figure 2: Image processing algorithm high level flowchart

Fig. 2 represents actions which need to be taken for a successful demodulation. First, the LED or LEDs need to be located in the picture. If the camera is not completely stationary (user holds the smartphone simply in his hand), this needs to be repeated periodically. Several different approaches can be taken based either on correlation or high pass filtering or both [1].

4.1 LOCATION OF LED POSITION

As already mentioned, there are two methods of LED position detection.

The first one is based on correlation of the image with a known image pattern. This pattern represents the transmitting LED. A common method to calculate the correlation is using the convolution and the fast Fourier transform (FFT) [7].

The second method analyses the image as a part of sequence of images, rather than analysing it isolated. The advantage of this method is that the pattern representing the transmitting LED does not have to be known and the number of mathematical operations required to detect the position of the LED is lower. This approach however requires the transmitter and the LED to be static or at least moving slowly compared to the FPS. When this is verified, subtracting two consecutive images pixel by pixel gives either a black image or a black image with bright areas. In first case, the LED has transmitted on both images high logic value. In the other case, the value has changed from low to high or from high to low. As the baudrate is chosen to be as close to the half of FPS as possible only up to 3 consecutive images are needed to obtain the bright areas. LEDs are located in the center of gravity of those bright spots in the resulting image. This method therefore requires only N operations of subtraction to be done in order to process the whole image, where N is the number of pixels in the image.

If the transmitter and the receiver were expected not to be mutually static, the first method would be chosen. In application proposed by this paper, the scene is supposed to be quasi-static, so the second method can be preferably used or herein proposed image processing technique can be adopted (Listing 3) to compensate the effects of non-static scene.

4.2 TRACKING LED POSITION

Once the transmitting LEDs are detected, their position is stored in an inventory. If the scene is not completely static, then their position needs to be tracked and LEDs detected in a new image needs to be matched to those detected in the previous images. This is especially needed in a scenario with multiple transmitting LEDs, otherwise the transmitted symbols' streams could be mixed.

All LEDs present in the camera field of view are tracked, so the task of the application would be to determine, which LEDs are transmitting metadata and which ones are just regular LEDs (and ignore them). This only applies when the correlation-based method is used for LEDs' detection. In case method based on subtraction of subsequent frames is used (temporal high pass filtering), LEDs which are not blinking are not detected and automatically ignored.

4.3 DEMODULATION OF OOK SYMBOLS

As already announced, the demodulation is not the most complicated part of the reception chain. When the position of the LED is known across all images in the sequence of images creating the video stream, then the brightness of the pixel representing a transmitting LED is compared to a brightness threshold. The result of the comparison is the detected symbol.

5 EXPERIMENTAL RESULTS

5.1 SOFTWARE IMPLEMENTATION

The image processing algorithm used for VLC data reception was developed using OpenGL fragment shader, which is programmed in OpenGL Shader Language (GLSL). The processing is done in two steps - first part consists of edges detection in a frame and the second part consists of motion detection.

The edges detection is done using first-order derivative of the image in both axes direction of the image. The value of the derivative function is compared with a fixed threshold and based on the result of this comparison, a white or a black pixel is generated in the resulting edge detection image mask. The GLSL code is provided in Listing 1. The $dFdx()$ and $dFdy()$ functions provide respectively value of derivative in direction of axis x and axis y. The function $length()$ provides length of a vector and $step()$ function is used for comparison of selected threshold (0.02) with the length of the vector containing values of derivative. This equation is evaluated for each pixel of the image in parallel using GPU. The *edges* vector contains red, green and blue components for the given pixel being evaluated.

Listing 1: Edge detection frame shader source code

```
vec3 edges = vec3( step(0.02, length( vec2( dFdx( gray ), dFdy( gray ) ) ) ) );
```

The motion detection is done by subtracting the value of luminosity component of the current frame from the value kept from the previous frame. If the scene changes, the value is non-zero. Listing 2 provides equivalent GLSL source code. *grayL* is the value of luminosity from the previous frame and *gray* is the value from the current frame. The vector *motion* contains red, green and blue components for a pixel forming the resulting image.

Listing 2: Motion detection frame shader source code

```
vec3 motion = vec3( abs( grayL - gray ) );
```

By subtracting the pixels from edge detection from the pixels of motion detection, only the areas containing blinking LEDs and their reflections remain white. Listing 3 contains the source code.

Listing 3: VLC LEDs detection shader source code

```
vec3 vlc = max( motion - edges, 0.0 );
```

The function $max()$ clamps the negative values to 0 (black color) resulting in desired effect.

The source codes of a proof-of-concept application which uses this image processing algorithm can be found at [9].

5.2 IMAGE PROCESSING PERFORMANCE

Fig. 3 contains a screen captured by Nexus 5X smartphone before and after application of frame shader. After localisation of the bright area in the filtered frame, the value of data being transmitted can be read from the original frame using the same coordinates. For more robust operation a prediction of future LED position in the frame can be done and any parasitic bright areas can be therefore ignored. This makes the whole image processing also more feasible for higher frame rates. LED position prediction and tracking is however not provided in this paper.

6 CONCLUSION

The paper addresses a specific area of VLC and proposes to integrate VLC in IoT nodes and other devices containing at least a single status LED. The emphasis is put on generating as few requirements as possible to the transmitting IoT node. Architecture of a proof-of-concept implementation is provided. LED Tracking algorithm development is to be done.

Data received by the receiver (a smartphone) can be further used in systems implementing the augmented reality (AR) [3]. Real world transmitting IoT nodes can be for example temperature, humidity or pressure sensors, smart home devices such as smart TV or WiFi access points etc. The list of IoT nodes does not exclude light/illumination sources, but these are not mainly targeted by this paper.

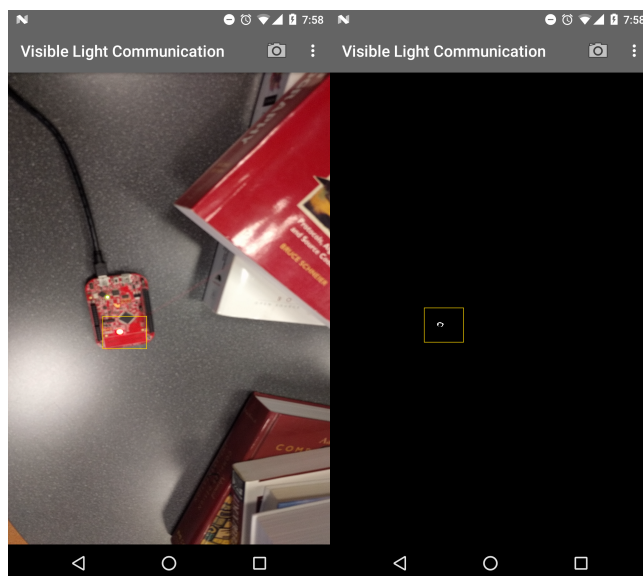


Figure 3: Android application video stream before and after application of detection algorithm

ACKNOWLEDGMENT

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.

Herein described research was also financed by project FEKT-S-17-4707 (“Návrhy nových funkčních bloků a algoritmů pro moderní komunikační systémy”).

REFERENCES

- [1] SHANGYUAN, G.; Device Pairing Using Visible Light Communications, p. 56, 2014.
- [2] GANICK, A.; RYAN, D.; Independent beacon based light position system. Patent No. US9287976 B2, 2016.
- [3] OIKE, Y; IKEDA, M.; ASADA, K.; A Smart Image Sensor With High-speed Feeble ID-Beacon Detection for Augmented Reality System, p. 4, 2003.
- [4] FERNANDIZ-LAHUERTA, J. et al.; A reliable asynchronous protocol for VLC communications based on the rolling shutter effect, p. 6, 2015.
- [5] HUI-YU, L. et al.; RollingLight: Enabling Line-of-Sight Light-to-Camera Communications, p. 14, 2015.
- [6] PENGFEI, H. et al.; ColorBars: Increasing Data Rate of LED-to-Camera Communication using Color Shift Keying, p. 27, 2015.
- [7] CHEVALIER, L.; CALLOCH, S.; HILD, F.; Digital Image Correlation used to Analyze the Multiaxial Behavior of Rubber-like Materials, p. 38, 2001.
- [8] TAKAI, I. et al.; Optical Vehicle-to-Vehicle Communication System Using LED Transmitter and Camera Receiver, p. 14, 2014.
- [9] NOVAK, M.; VLC Android Application Source Code, available at <https://github.com/MarekNovakNXP/camera>

TEXTILE-INTEGRATED RF ENERGY HARVESTER

Martin Kokolia

Doctoral Degree Programme (1st), FEEC BUT

E-mail: xkokol01@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Zbynek Raida

E-mail: raida@feec.vutbr.cz

Abstract: In the paper, we present a dual-band wearable rectenna operating in 900 MHz GSM band and 2.45 GHz ISM band. The rectenna was designed as a multilayer structure to reduce size while having a large enough aperture with a reasonable gain. The antenna was connected to the rectifier by a current probe via a textile substrate. The rectifier was conceived as a voltage doubler to maximize voltage on a load even with a very low received power. The manufactured antenna showed the gain 6.3 dBi at 900 MHz and 2.8 dBi at 2.45 GHz. The rectifier operated from -20 dBm and was measured up to -2 dBm with 19% efficiency for the GSM band and 17% efficiency for the ISM band.

Keywords: Dual-band antenna, conductive fabrics, wearable antenna, rectenna

1 INTRODUCTION

In recent years, the design of wearable devices for wireless applications has received a significant attention [1]-[5]. Such devices are mainly important in the area of health-care monitoring, emergency rescue services, or physical training. A crucial component of those devices is a wearable antenna which should be fabric-based, low-profile, light weight, mechanically flexible, and low cost. However, only few textile rectifying antennas (rectennas) have been designed for radio-frequency (RF) energy harvesting [6], [7].

A single-band textile rectenna for 900 MHz band described in [6] consisted of a patch antenna on a bi-layer substrate of pile and jeans. A full-wave rectifier was placed on a layer of jeans attached to the ground plane of the antenna.

In [7], conductive parts of a rectenna were fabricated from a conductive non-woven textile. A tri-band rectenna was designed for bands GSM 900 MHz, GSM 1.8 GHz, and ISM 2.45 GHz. Bands GSM 900 MHz and ISM 2.45 GHz were covered by a slot-ring antenna operating with circular polarization and the band GSM 1.8 GHz with linear polarization. Moreover, the design of this rectenna is complex.

In this paper, we present a wearable dual-band linearly polarized rectenna operating in bands GSM 900 MHz and ISM 2.45 GHz. Even if the rectenna is of a multilayer configuration, the design is simple.

2 RECTENNA CONFIGURATION

The layout of the designed rectenna is shown in Fig. 1. The rectenna consists of three layers:

The top layer is used to manufacture a dual-band linearly polarized patch antenna. The dual-band operation is achieved by a rectangular slot loop in the center of the patch.

The central layer is used to fabricate an impedance transformer and a rectifier. The transformer is connected to the antenna by a current probe. A linear taper impedance transformer matches the high input impedance of the rectifier. The transformer is connected to a single-phase rectifier with a

voltage-doubler configuration. Impedance matching for both frequency bands is achieved by two inductors at the input. The load impedance is matched by an inductor and a capacitor at the output of the rectifier. The patch antenna, the impedance transformer and the rectifier have a common ground plane.

The bottom layer is a protection layer for the impedance transformer and the rectifier. A fleece fabric of the thickness 1.7 mm and relative permittivity 1.2 was used as a substrate for all layers. The patch antenna was fabricated from a conductive fabric NI/CU NYLON RIPSTOP FABRIC produced by Laird Technology. The impedance transformer and the rectifier were manufactured from a cooper foil to achieve the best connections for components.

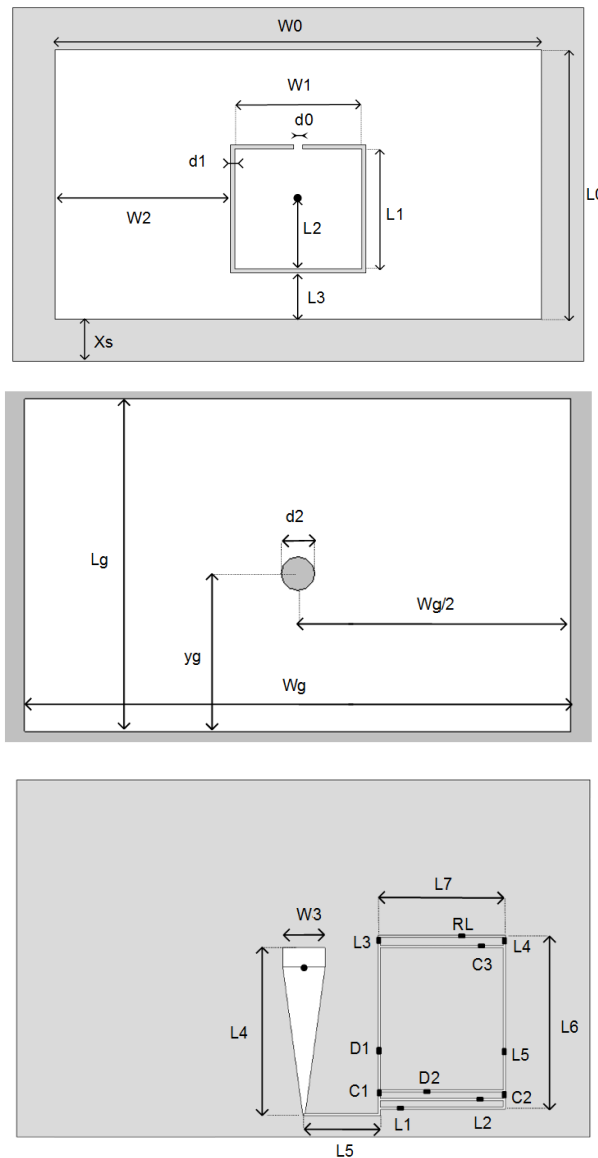


Figure 1: Layout of the designed rectenna. Top: dual-band patch antenna. Center: ground plane. Bottom: impedance transformer and rectifier.

The design of the antenna is relatively robust to minimize effects of mechanical deformations. The rectenna was designed with the Schottky diode HSMS 286c. This special diode has a very low threshold voltage (250 mV) and is optimized for operation at frequencies 950 MHz and 2.45 GHz.

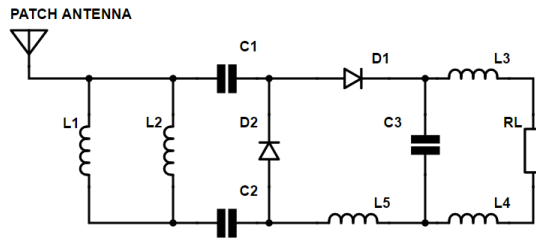


Figure 2: Equivalent circuit of the rectifier

3 SIMULATIONS AND EXPERIMENTS

The patch antenna, the rectifier and the whole rectenna were fabricated and measured to verify functionality of the designed device.

3.1 DUAL-BAND PATCH ANTENNA

The patch antenna was fed by a coaxial probe connected to a 50 Ω microstrip transmission line. Frequency response of the reflection coefficient at the input of the antenna was measured by a vector network analyzer. Radiation patterns were measured in an anechoic chamber.

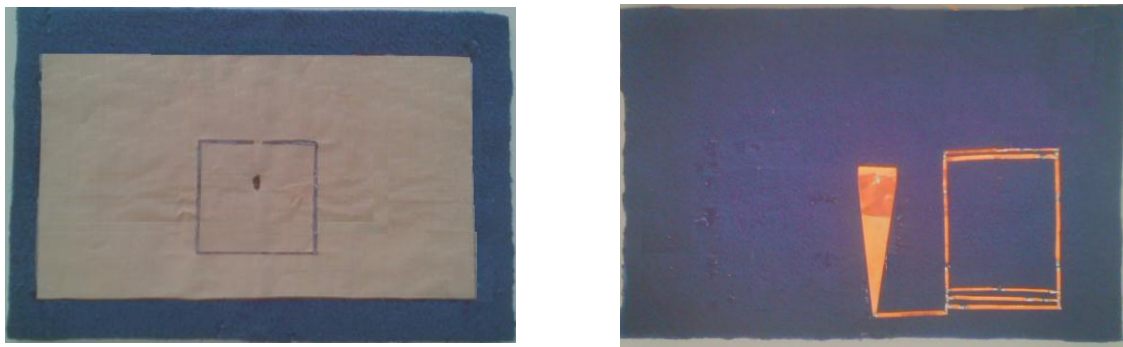


Figure 3: Fabricated patch antenna. Both sides photo

After measuring the patch antenna, the microstrip transmission line was replaced by the rectifying circuit. In the anechoic chamber, we measured the received power at the load resistor while the rectenna was radiated by desired RF signals. Simulated and measured radiation patterns are depicted in Fig. 4 and 5. Agreement between simulation and measurement is satisfactory.

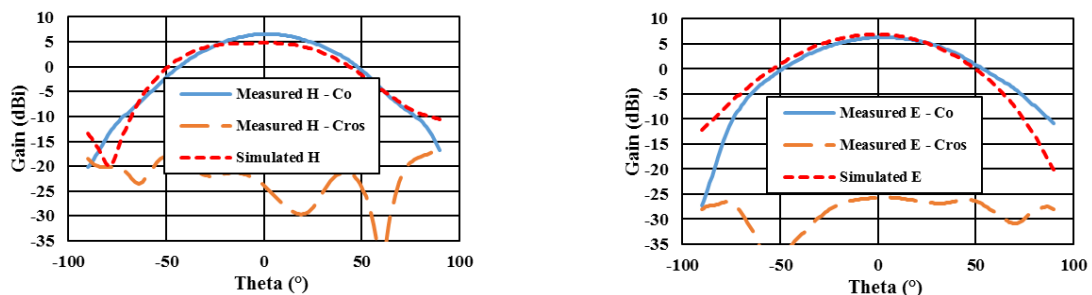


Figure 4: Simulated and measured gain patterns of the patch antenna at 947.5 MHz. Top: E plane. Bottom: H plane.

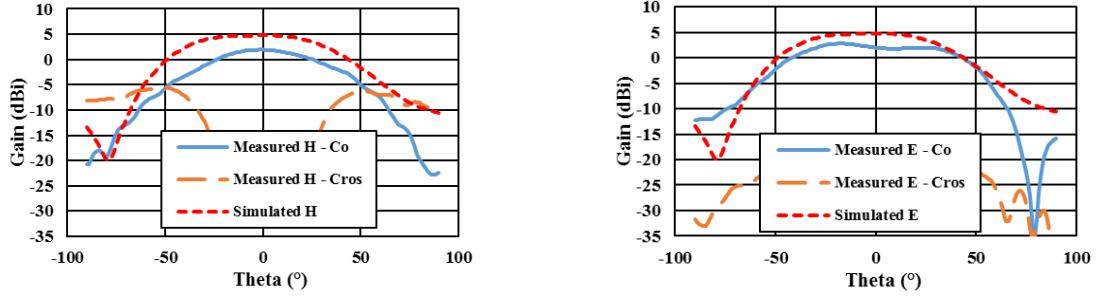


Figure 5: Simulated and measured gain patterns of the patch antenna at 2.45 GHz. Top: E plane. Bottom: H plane.

The measured realized gain of the antenna is depicted in Fig. 5. Due to dielectric losses and imperfections of manufacture the maximal gain of antenna is approximately 6.3 dBi and 2.6 dBi for the GSM and ISM band, respectively.

3.2 RECTENNA

The completed rectenna was measured in an anechoic chamber. For measuring the DC voltage, two wires were added to the load resistor.

A linearly polarized double ridge horn antenna was used to deliver the RF power to the rectenna in far field of the horn (the distance $d = 1.3$ m). The RF-DC conversion efficiency was calculated using Friis equation [6]

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_R} = \frac{V_L^2}{R_L} \left(\frac{4\pi d}{\lambda} \right)^2 \frac{1}{P_T G_T G_R} \quad (1)$$

Here, P_{out} is the output DC power, P_R is the received microwave power of the rectenna calculated by a Friis equation, P_T is the power at the input of the transmit antenna, G_T is the gain of the transmit antenna, G_R is the gain of the antenna of the rectenna, λ is free space wavelength, and V_L is a DC voltage on the load R_L .

The ISM band was measured up to -8 dBm (the signal generator was set to provide a higher power output to compensate losses of the transmission).

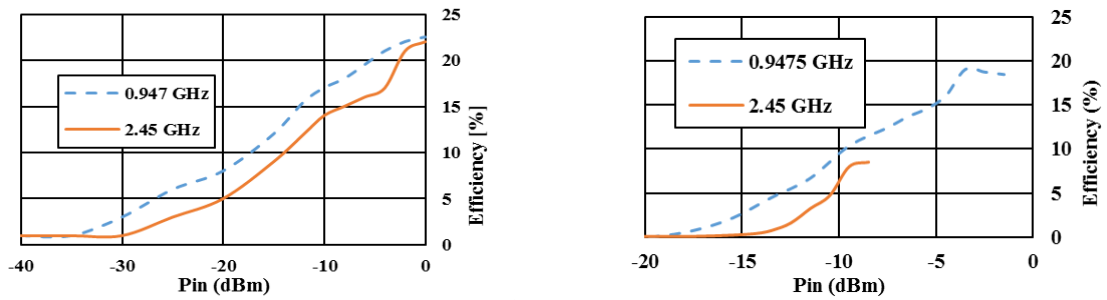


Figure 6: Total RF-DC conversion efficiency of the rectenna versus to input power. Top: simulation. Bottom: measurement.

Compared to [6] and [7], the designed rectenna operates at lower received power. In [6], efficiency about 50% is stated while the power is above 0 dBm. In [7], even the used power is above 10 dBm, efficiency is about 2%. In next development more energy generators like piezo elements for harvesting mechanical energy or thermal energy Peltier generators will be added. Even with small voltage it is possible to keep diodes open and achieve better efficiency of RF rectifier. Possible application is in integrating this rectenna into the seat in trains or plane to power sensors.

4 SUMMARY

In the paper, we described the design of a dual-band rectenna on a textile substrate. Both the simulated rectenna and the manufactured one show wide enough radiation patterns to harvest maximum energy with 6.3 dBi gain in the GSM 900 band, and 2.8 dBi gain in the 2.45 GHz ISM band. The rectifier was proved to operate even on very low power levels with efficiency up to 20% at 0 dBm.

Manufacturing the rectifier circuit, good connections of all electrical components had to be assured. Therefore, further development should be focused on the optimization of the manufacturing process (exploitation of optimal conductive glues and conductive textiles for all parts of the rectenna).

5 ACKNOWLEDGEMENT

The presented research was supported by the Czech Ministry of Education in frame of the National Sustainability Program by the grant LO1401. The research is the part of the COST Action IC1301 which is financially supported by the grant of the Czech Ministry of Education no. LD14057. For research, infrastructure of the SIX Center was used.

REFERENCES

- [1] YANG, L., MARTIN, L., STAICULESCU, WONG, C. P., TENTZERIS, M. M., Design and development of compact conformal RFID antennas utilizing novel flexible magnetic composite materials for wearable RF and biomedical applications, in Proc. IEEE Antennas and Propagation Society Int. Symp., 2008, DOI: 10.1109/APS.2008.4619348
- [2] HERTLEER, C., ROGIER, H., VALLOZZI, L., and VAN LANGENHOVE, L., A textile antenna for off-body communication integrated into protective clothing for firefighters, IEEE Trans. Antennas Propag., 2009, vol 57, no. 4, p. 919–925., DOI: 10.1109/TAP.2009.2014574
- [3] KAIVANTO, E., BERG, M., SALONEN, E., DE MAAGT, P., Wearable circularly polarized antenna for personal satellite communication and navigation, IEEE Trans. Antennas Propag., Dec. 2011, vol. 59, no. 12, p. 4490–4496., DOI: 10.1109/TAP.2011.2165513
- [4] MORO, R., AGNEESESENS, S., ROGIER, H., BOZZI, M., Wearable textile antenna in substrate integrated waveguide technology, Electronic Letters, 2012, vol. 48, no. 16. DOI: 10.1049/el.2012.2349
- [5] YAN, S., SOH, P. J., VANDENBOSCH, G. A. E., Dual-Band Textile MIMO Antenna Based on Substrate-Integrated Waveguide (SIW) Technology, IEEE Transaction on Antennas and Propagation, 2015, vol. 63, no. 11, p. 4640–4645., DOI: 10.1109/TAP.2015.2477094
- [6] MONTI, G., CORCHIA, L., TARRICONE, L., UHF Wearable Rectenna on Textile Materials, IEEE Transaction on Antennas and Propagation, 2013, vol. 61, no. 7, p. 3869–3873., DOI: 10.1109/TAP.2013.2254693
- [7] MASOTTI, D., COSTANZO, A., ADAMI, S., Design and realization of a wearable multi-frequency RF energy harvesting system, in Proc. 5th Eur. Conf. on Antennas and Propagation, 2011, p. 517–520., DOI: 978-88-8202-074-3

CIRCULAR SLOT ANTENNA ARRAY PRINTED ON 3D TEXTILE SUBSTRATE

Jan Špůrek

Doctoral Degree Programme (1), FEEC BUT

E-mail: xspure01@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Zbyněk Raida

E-mail: raida@feec.vutbr.cz

Abstract: In the paper, the design of an antenna array consisting of circular slots is presented. Since the antenna is expected being integrated into textile upholstery of a vehicle, a 3D textile material is considered as a substrate in the design. Metallic layers are screen-printed by a silver paste. The array is fed by a textile integrated waveguide which walls are sewed by a conductive thread. The array is designed for the center frequency of the band-group VI (8 GHz) of ultra-wideband communication channels. At the center frequency, the measured realized gain is about 10 dB, and the measured axial ratio equals to 4. The array operates with right-hand circular polarization. The design is verified by measurements.

Keywords: Antenna arrays, screen printing, slot antennas, textile technology, wireless access in vehicular.

1 INTRODUCTION

Two dominant trends can be observed in vehicular industry: (1) the weight of cars and small airplanes is reduced to meet stricter emission limits, and (2) integrated systems are exploited to minimize fabrication and assembling costs.

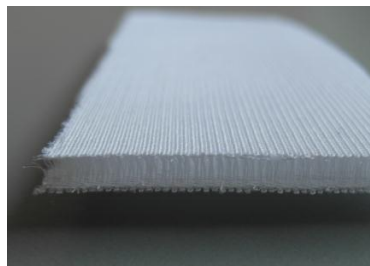


Figure 1: 3D textile material produced by SINTEX company, www.sintex.cz.

The weight of a vehicle can be reduced by replacing selected cabling by wireless connection. In order to improve efficiency of wireless power transfer, a 3D textile material can be used to guide electromagnetic waves along a conductive skin of a vehicle [1].

Since the space between surfaces of the 3D textile material is dominantly air-filled (the thickness of the polyester threads has a minor effect), properties similar to conventional air-filled substrates like the FoamClad can be expected. Exploiting the transmission line method [2] at 8 GHz, the dielectric constant $\epsilon_r = 1.4$ of the 3 mm thick 3D fabric was measured.

The 3D textile material can be used as car upholstery. Thanks to its structure, the 3D fabric can provide thermal and mechanical isolation simultaneously. Integrating electronics to the 3D fabric, both the weight of a vehicle can be reduced and an integrated solution can be obtained.

In the paper, we describe an antenna array integrated into a 3D textile material to be used as textile upholstery of a vehicle. The design of the antenna is based on conventional approaches. The array

of the circular slots is fed by textile-integrated power dividers (TIPD). The antenna operates with circular polarization in order to ensure a reliable wireless connection between the roof of a vehicle and passenger's devices.

The design of the proposed antenna array structure is described in Section 2. The antenna was designed using CST Microwave Studio neglecting dielectric losses and approximating metallic components by perfect electric conductor. The antenna was manufactured by printing metallic layers and by sewing the walls of TIPD. Simulated and measured results are compared in Section 3. Section 4 concludes the paper.

2 ANTENNA ARRAY DESIGN AND FABRICATION

The design of the array builds on the previous work of the author [6]. The antenna is intended to be integrated into textile upholstery covering the inner surface of a vehicle roof. In order to minimize fabrication costs, the antenna is going to be fed by a TIW. The layout of the designed antenna is shown in Fig. 2. At the antenna input, a TIW to coplanar waveguide (CPW) transition is exploited to feed the antenna using a coaxial connector [3]. Then, the TIPD excites the antenna elements with the same amplitude and phase [4].

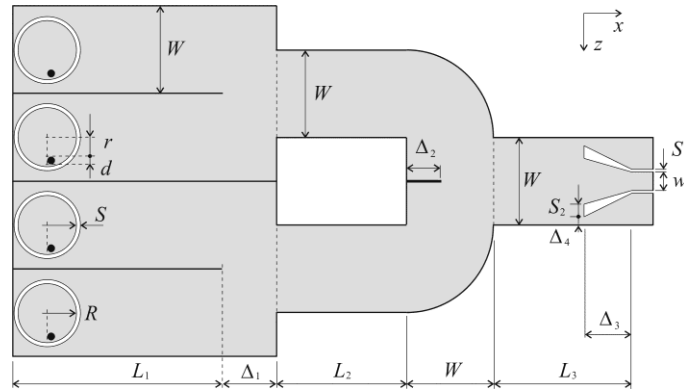


Figure 2: Layout of the designed antenna array

The antenna array consists of four circular slots. The center of the slots is placed in the maximum of the electric field intensity in TIW that corresponds to about $\lambda_g/4$ from the short of the TIW; λ_g is the guided wavelength in the TIW at the center frequency of 8 GHz. Shorting pins inside the antenna elements control the polarization and impedance matching of the circular slots [5], [6]. The parameters of the designed antenna are summarized in Table 1. Optimization has been performed to obtain the values. The total width of the antenna is $4W = 80$ mm and the total length equals to $L_1 + \Delta_1 + L_2 + W + L_3 = 137$ mm.

In the initial step of the design, metal solid walls of the TIW were considered and perfect electric conductivity of all metallic surfaces was assumed. The thickness of the TIW is identical with the thickness of the 3D textile substrate ($h = 3.0$ mm). The TIW is filled by a dielectric material of the relative permittivity $\epsilon_r = 1.4$. The dielectric losses are neglected.

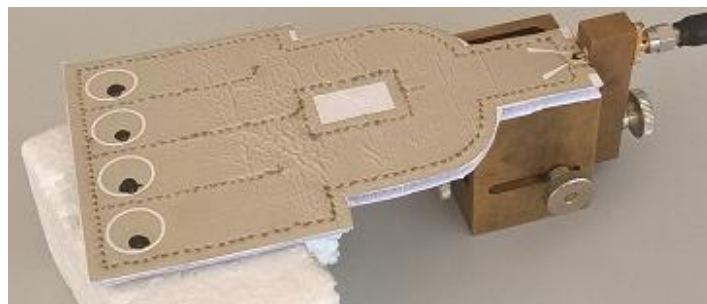


Figure 3: Photograph of the designed antenna array

Finally, metal solid walls of TIW were replaced by periodic rows of shorting pins. The diameter of the shorting pins $d_p = 1.0$ mm was equal to the diameter of a conductive thread Shieldex® 235/34 dtex 4-ply HC+B used for sewing walls. The distance between neighboring pins $\Delta_p = 2.0$ mm equals to distance of two neighboring stitches [7].

Symbol	Description	Value
W	separation of TIW walls	20.0 mm
L_1	length of terminal resonators	47.0 mm
Δ_1	output divider – transversal segment width	10.0 mm
L_2	input divider – length of output arms	30.0 mm
Δ_2	input divider – transversal cross wall width	9.0 mm
L_3	length of input TIW	30.0 mm
Δ_3	length of CPW-TIW transition	11.0 mm
w	width of input CPW	4.5 mm
S_1	slot width at input of CPW-TIW transition	0.2 mm
S_2	slot width at output of CPW-TIW transition	2.5 mm
Δ_4	distance of CPW-TIW transition from wall	2.0 mm
S	width of slot of antenna elements	1.0 mm
R	inner radius of antenna elements	6.8 mm
d	diameter of shorting pins of antenna elements	1.6 mm
r	distance of shorting pins from antenna center	5.1 mm

Table 1: Parameters of the designed antenna array

The photograph of the fabricated antenna array is shown in Figure 3. Before the screen printing, the top and bottom surface of the 3D fabric were covered by the Digiflex-Master foil produced by Alphaset. In this way, the surface of the textile substrate was smoothed and a potential penetration into the textile was eliminated. Metallic surfaces were screen-printed by semi-automatic printer Aurel C880 using a polymer conductive paste ESL 1901-S.

In order to ensure sufficient quality of the metallic surfaces, screen-printing of the paste was three-times repeated. The paste was cured at the temperature 80°C for 30 minutes. A higher temperature could damage the textile substrate.

3 SIMULATIONS AND MEASUREMENTS

The reflection coefficient of the designed antenna array is shown in Fig. 4. Resonance of the simulated antenna array appears at 8.02 GHz, the resonance of the fabricated antenna is shifted to 8.10 GHz that corresponds to the error of 2%. The shift was caused by fabrication inaccuracy.

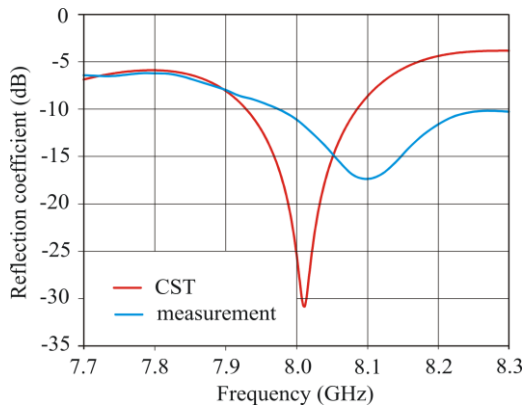


Figure 4: Reflection coefficient at the input of the antenna array

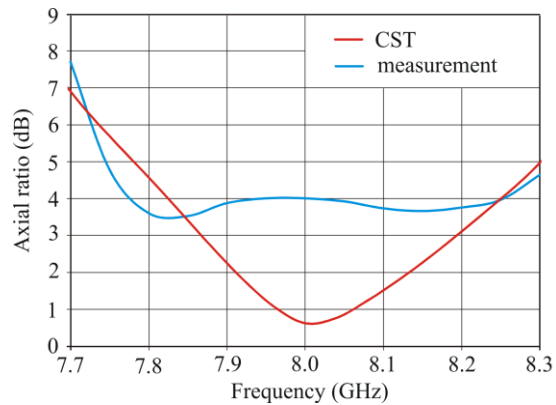


Figure 5: Axial ratio of the antenna array in the main lobe direction

The simulated antenna array operates with $|S_{11}| < -10$ dB within the band from 7.93 GHz to 8.08 GHz. The measured operation band is from 7.95 GHz to 8.25 GHz. A wider bandwidth of the prototype is caused by losses which were neglected in simulations.

Polarization properties of the designed antenna are characterized by axial ratio (AR) in Fig. 5. At the operation frequency, the simulated and measured AR is 0.5 dB and 4.0 dB, respectively. In order to reach a better AR and impedance matching at the operation frequency, the fabrication process of the antenna needs further optimization. Especially, the sewing of the TIW has still an insufficient accuracy because it is done by a hand.

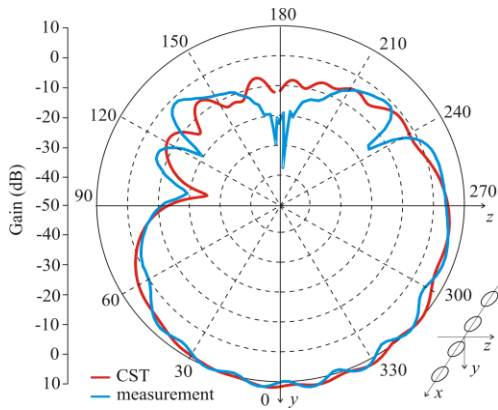


Figure 6: Radiation pattern in YZ plane

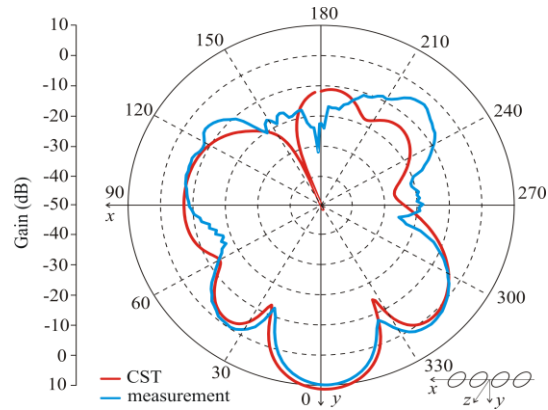


Figure 7: Radiation pattern in XY plane

Parametric analysis shows that the design is sensitive to the position and manufacturing of shorting pins of antenna elements also. Inaccuracy of the location of shorting pins therefore contributes to differences between measurements and simulations.

The radiation patterns of the antenna are shown in Figure 6 and 7. The main lobe with maximum of the gain of 10 dBi is oriented perpendicularly to the surface of the substrate. The 3 dB beam width is 25° in the XY plane and 93° in the YZ plane. Thus, the whole inner space of a vehicle can be covered by one properly oriented antenna array. On the other hand, circular polarization is achieved close to main-lobe direction only.

4 SUMMARY

In the letter, the circular slot antenna array printed on a 3D textile substrate is designed for the center frequency of the band-group VI (8 GHz) of ultra-wideband communication channels. The right-handed circularly-polarized antenna array can be integrated into textile upholstery of a vehicle. Thus, the whole inner space of the vehicle can be irradiated.

Thanks to the presented fabrication technology, components of in-vehicle sensor and communication systems can be integrated into textile upholstery which brings several advantages:

- Since the systems including cabling are a part of textile upholstery, the weight of the vehicle is not increased.
- Since the systems are printed and sewed, manufacturing of systems can be simply customized.
- Since the systems are a part of upholstery, assembling is simplified and manufacturing costs are reduced.

In order to make the technology exploitable in commercial applications:

- Losses in textile integrated structures have to be reduced.
- Mechanical, thermal and electrical stability has to be ensured.

- Durability and maintenance issues have to be solved.
 - Electromagnetic compatibility and hygienic standards have to be met.
- These problems are being solved by an ongoing research.

ACKNOWLEDGMENTS

The presented research is a part of the COST Action IC1301 WiPE supported by the grant LD14057 of the Czech Ministry of Education. Exploitation of facilities of the SIX Centre was financed by the grant LO1401 of the National Sustainability Program.

The presented research was supported by the Internal Grant Agency of Brno University of Technology project no. FEKT-S-17-4713.

Special thanks to doc. Ing. Jaroslav Láčík, PhD., Ing. Tomáš Mikulášek, PhD., Ing. Jan Vélím and Ing. Jan Prášek, PhD. who helped with manufacturing and measurements of the antenna array.

REFERENCES

- [1] VÉLIM, J., CUPAL, M., KRUTÍLEK, D., RAIDÁ, Z. Wireless power transmission in small airplanes, in Proceedings of Wireless Power Transfer Conference WPTC 2016, Aveiro (Portugal): IEEE, 2016. DOI: 10.1109/WPT.2016.7498837
- [2] SEILER, P., KLEIN, B., PLETTEMEIER, D. Broadband characterization of planar transmission line substrate permittivity up to 67 GHz, in Proceedings of International Symposium on Antennas and Propagation ISAP 2014, Kaohsiung (Taiwan): IEEE, 2014, p. 373-374, DOI: 10.1109/ISANP.2014.7026686
- [3] CAI, Y., QIAN, Z., CAO, W., ZHANG, Y., JIN, J., YANG, L., JING, N. Compact wideband SIW horn antenna fed by elevated-CPW structure, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2015, vol. 63, no. 10, p. 4551-4557, DOI: 10.1109/TAP.2015.2456936
- [4] POZAR, D. M. Microwave Engineering, 4th ed. Hoboken, NJ: J. Wiley & Sons, 2012.
- [5] BALANIS, C. A. Antenna Theory: Analysis and Design, 3rd ed. Hoboken, NJ: J. Wiley & Sons, 2005.
- [6] ŠPŮREK, J., VÉLIM, J., CUPAL, M., RAIDÁ, Z., PRÁŠEK, J., HUBÁLEK, J. Slot loop antennas printed on 3D textile substrate, in Proceedings of International Conference on Microwaves, Radar and Wireless Communications. MIKON 2016, Krakow (Poland): IEEE, 2016. DOI: 10.1109/MIKON.2016.7492085
- [7] DESLANDES, D., WU, K. Accurate modelling, wave mechanisms, and design considerations of a substrate integrated waveguide, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2006, vol. 54, no. 6, p. 2516-2526, DOI: 10.1109/TMTT.2006.875807

WEARABLE CIRCULARLY POLARIZED RECTANGULAR RING-SLOT ANTENNA WITH CHAMFERED CORNERS

Petr Vašina

Doctoral Degree Programme (4), FEEC BUT

E-mail: xvasin05@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Jaroslav Láčik

E-mail: lacik@feec.vutbr.cz

Abstract: This paper deals with a circularly polarized rectangular ring-slot antenna with chamfered corners designed for 5.8 GHz ISM frequency band for off-body communications. The antenna, originally designed for conventional microwave substrate, has been redesigned for a soft-shell textile material to create its wearable version. For its manufacturing, the screen printing technology has been exploited. Experimental results prove that the wearable version of the antenna located on a muscle equivalent phantom achieves the impedance bandwidth more than 6.3 % for the reflection coefficient less than -10 dB, the axial ratio (AR) bandwidth 1.7 % for the AR less than 3 dB and the RHCP gain more than 6.0 dBi.

Keywords: wearable antenna, textile antenna, slot antenna, screen printing

1. INTRODUCTION

The electronic devices miniaturization tends to develop wearable equipment. Thanks to mentioned facts trends, the body-centric communication (BCC) system has been investigated. The general requirements for such antennas should be low sensitive on surrounding environment, wearable, etc. The circular polarization solves problems of polarization interference and mismatch from the surrounding environment. The possible candidates for wearable antennas are presented in [1-6]. Although lots of wearable antenna concepts were introduced on conventional dielectric substrate, e.g. [1]-[3], and increasingly concepts were presented on a textile substrate [4]-[6].

In this contribution, a wearable version of the SIW circular polarized rectangular ring-slot antenna with chamfered corners is presented [7].

2. ANTENNA CONFIGURATION

The structure of the antennas is depicted in Fig. 1. The antenna consists of one layer SIW working in the fundamental mode TE_{10} whose one end is shorted. The rectangular ring-slot with chamfered corners is located in the top electrically conductive sheet. Thanks to chamfered corners, two nearby modes are excited and the antenna radiates right handed circularly polarized (RHCP) wave. More information about the antenna concept can be found in [7].

The original version of the antenna was designed on the dielectric conventional microwave substrate CuClad 217 and it was equipped by a CPWG to SIW transition (Fig. 1(a). (b)) [7]. The wearable textile antenna is designed on the soft-shell is equipped by a microstrip line to SIW transition. The reason why we changed the transition for the wearable version consists in the fact that the microstrip line to SIW transition is less sensitive to manufacturing tolerances than the CPWG to SIW transition.

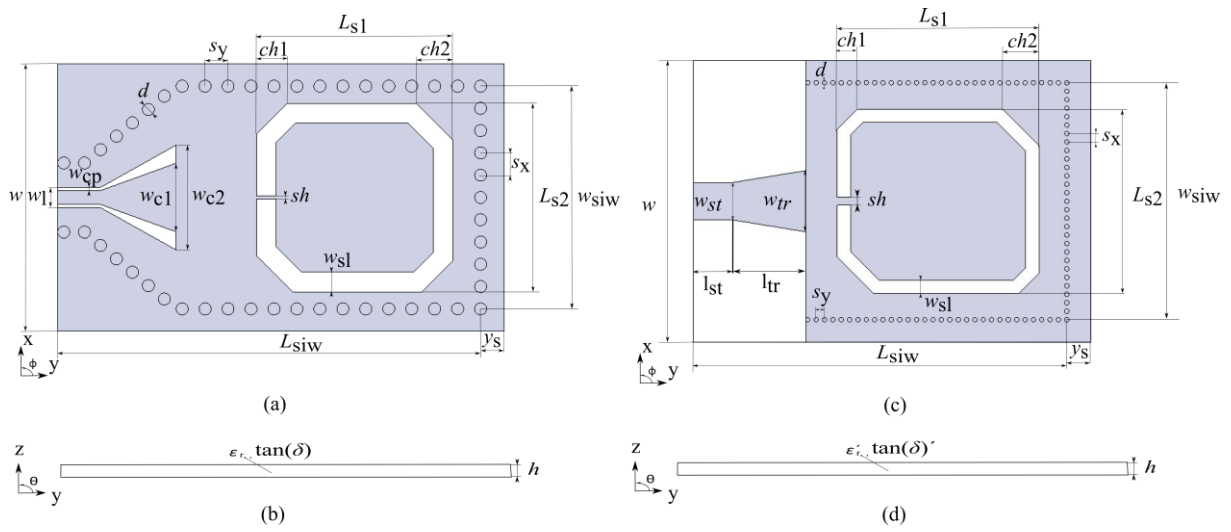


Figure 1: Geometrical configuration of rectangular ring-slot antennas: (a) top view on the antenna on conventional microwave substrate, (b) side view on the antenna on conventional microwave substrate, (c) top view the antenna on the textile substrate, (b) side view on the antenna on the textile substrate.

Table I: Parameters of both antennas (Fig. 1).

Antenna on conventional microwave substrate				Antenna on textile substrate			
Parameters	Dimensions [mm]	Parameters	Dimensions [mm]	Parameters	Dimensions [mm]	Parameters	Dimensions [mm]
ch_1	2.23	s_y	2.66	ch_1	1.83	s_x	1.39
ch_2	2.89	w	31.0	ch_2	4.23	s_y	1.38
d	1.40	w_{c1}	7.94	d	0.80	w	37.6
h	0.78	w_{c2}	12.1	h	1.1-1.3	sh	1.50
L_{s1}	17.1	w_{siw}	25.8	L_{s1}	19.9	w_{siw}	31.8
L_{s2}	18.1	w_{sl}	2.40	L_{s2}	22.8	w_{sl}	2.32
L_{siw}	49.2	y_s	2.52	L_{siw}	49.2	w_{st}	4.90
sh	0.27	w_{cp}	0.37	l_{st}	5.00	w_{tr}	8.16
s_x	2.58	w_1	1.64	l_{tr}	10.0	y_s	3.32

The textile antenna was designed for the ISM frequency band 5.8 GHz with help of CST Microwave studio on the soft-shell material with the relative permittivity $\epsilon_r = 1.3$, the thickness $h = 1.1 - 1.3$ mm (according to material toughness), respectively. The resultant dimensions of the original and textile antenna are summarized in Table I.

3. SIMULATED AND EXPERIMENTAL RESULT

The fabricated samples of the antennas are depicted in Fig. 2. They were measured in free space and a muscle-equivalent phantom whose shape was a right square prism of overall dimensions 200 mm x 200 mm x 20 mm. The distance between the antenna and the phantom was 4 mm.

The antenna on conventional microwave substrate was fabricated by a low-cost etching PCB process. The antenna on the textile substrate was fabricated using Aurel C880 semiautomatic screen printer. The ESL 1901-S polymer silver conductor paste with good electrical conductivity was used and the motive of the antennas was screen-printed over the Digiflex-Master foil. The foil was previously ironed on the soft-shell fabric. The walls of the SIW were created by hand from the conductive thread.

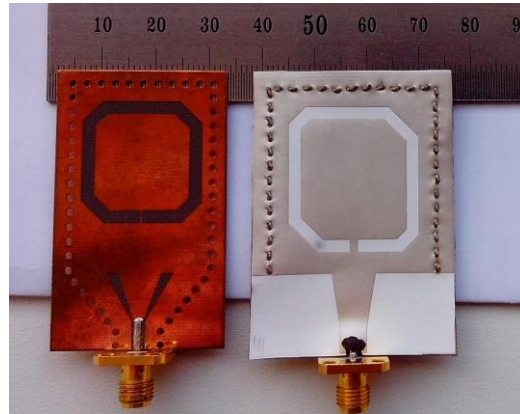


Figure 2: Fabricated samples of antennas.

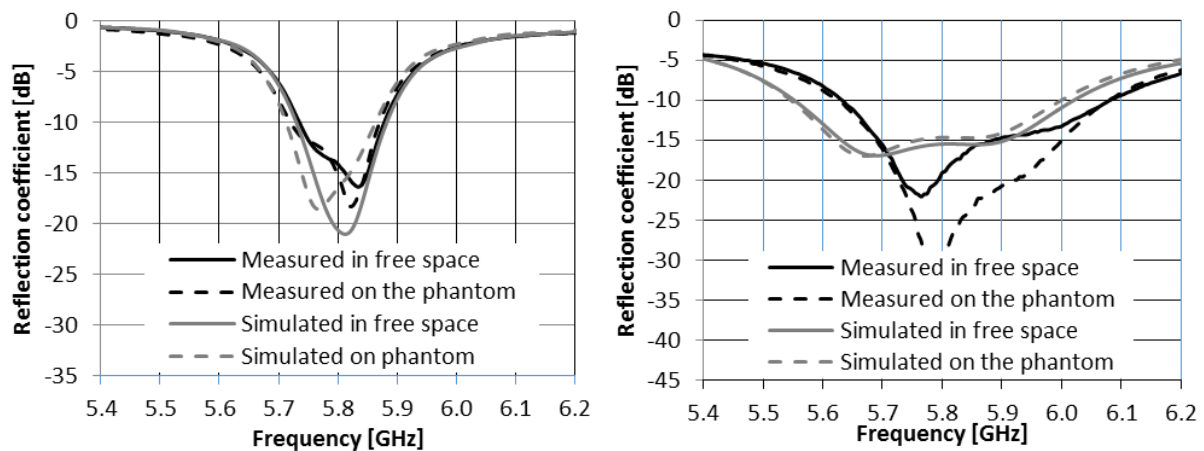


Figure 3: Reflection coefficient of antennas on conventional microwave substrate (left) and on the textile substrate (right).

The simulated reflection coefficient of the antennas (for placed in free space and on the phantom) are compared with fabricated antennas in Fig. 3. The slight difference between simulated and measured results is caused due to fabricated tolerance. Despite slightly detuning the antennas covered the entire ISM frequency band 5.8 GHz (5.725–5.875 GHz) for the reflection coefficient less than -10 dB. The axial ratio bandwidth (Fig. 4) for the AR less than 3 dB is more than 0.9 % for both configurations. The minimum axial ratio is shifted due to the phantom to lower frequencies as for the simulated data.

The radiation pattern (Figs. 5, 6) was measured in an anechoic chamber for the angle θ from -90° to 90° . The antennas have broadside radiation pattern. In both principal planes we can see good agreement between measured and simulated data.

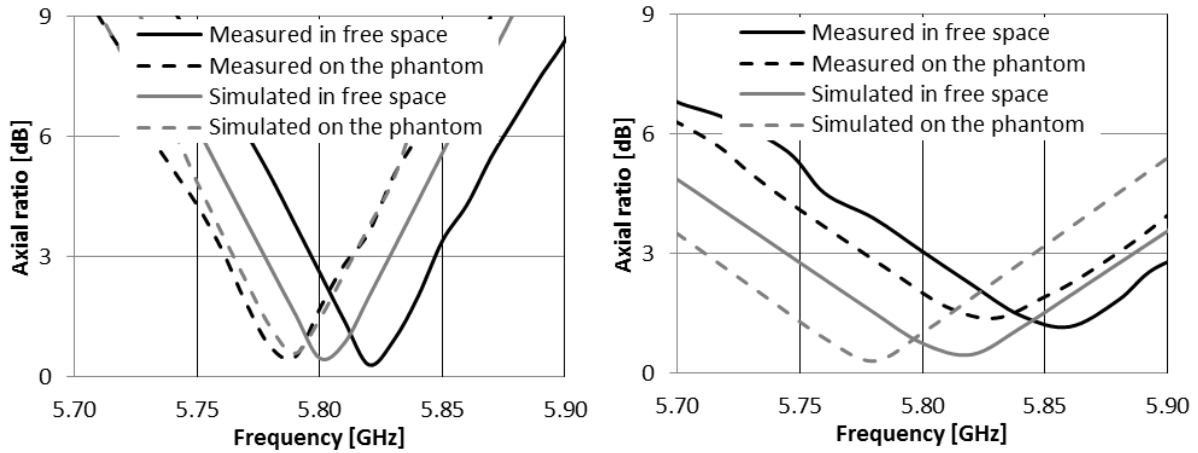


Figure 4: Axial ratio of antennas on conventional microwave substrate (left) and on the textile substrate (right).

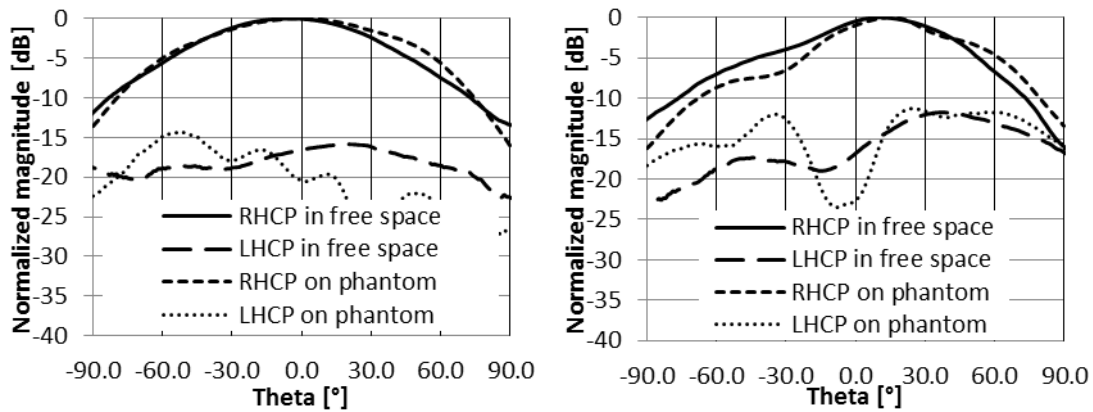


Figure 5: Measured normalized radiation pattern of antenna on conventional substrate at 5.8 GHz: xz-plane (left), yz-plane (right).

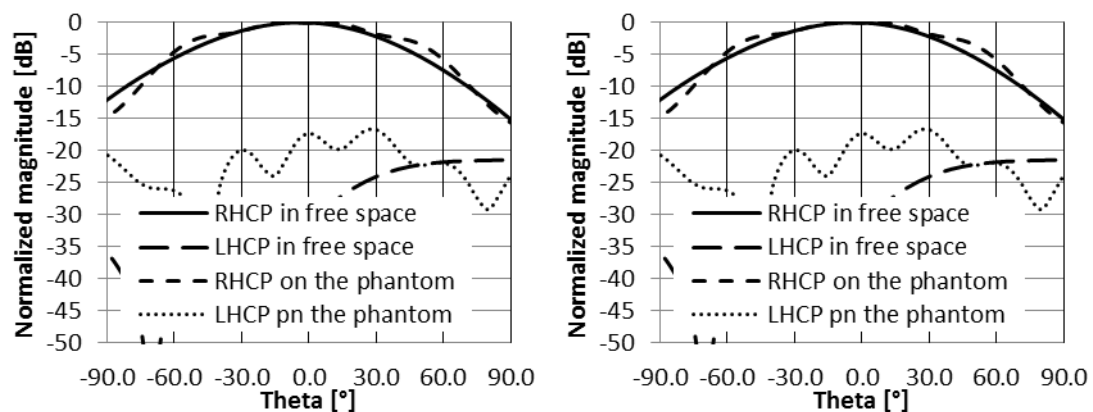


Figure 6: Measured normalized radiation pattern of antenna on textile substrate at 5.8 GHz: xz-plane (left), yz-plane (right).

The measured gain of the antenna on a conventional microwave substrate at the frequency of 5.8 GHz is more than 5.5 dBi (in free space) and more than 6.0 dBi (on the phantom). Measured gain of

the antenna on textile substrate is about 1 dB lower due to a little bit higher dielectric losses of the soft-shell material.

CONCLUSION

A textile circularly polarized rectangular ring-slot antenna with chamfered corners operate in 5.8 GHz ISM band have been presented and compared with the same antenna concept designed on microwave substrate. The textile antenna was designed on a soft-shell material where conductive layers were fabricated by screen-printing using the ESL 1901-S polymer silver conductor paste. The measured results showed that the textile antenna achieved the impedance bandwidth of 6.3 % for the reflection coefficient less than -10 dB (the antenna on the conventional substrate had the impedance bandwidth of 2.41 %) for both configurations of placement. The axial ratio results showed better frequency matching for the antenna on the conventional microwave substrate. The textile antenna located in free space achieves the measured RHCP gain of 5.5 dBi and 6.0 dBi for its location on the phantom. The antenna on the conventional substrate achieved about 1 dB higher RHCP gain for both configurations due to a lower dielectric losses of the substrate and slightly higher conductivity of metallized surface.

ACKNOWLEDGEMENT

The presented research was supported by the Czech Ministry of Education in frame of National Sustainability Program under grant LO1401, by the Internal Grant Agency of Brno University of Technology project no. FEKT-S-17-4713, and by the Czech Ministry of Industry and Trade under grant FV10087. The research is the part of the COST Action IC1301 which is financially supported by the grant of the Czech Ministry of Education no. LD14057. For research, infrastructure of the SIX Center was used.

REFERENCES

- [1] Agneessens, S., Lemey S., Vervust T., Rogier H.: Wearable, small, and robust: The circular quarter-mode textile antenna. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 14, p. 1482-1485 2015.
- [2] Zhu, X. Q., Guo, Y. X., Wu, W.: A compact dual-band antenna for wireless body-area network applications. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2016, vol. 15, p. 98-101. DOI: 10.1109/LAWP.2015.2431822
- [3] Hall, P. S.: Antennas challenges for body centric communications, International Workshop on Antenna Technology (IWAT'07), p.41- 44, 2007.
- [4] Shakhirul M. S., Jusoh M., Ismail A. H., Kamarudin M. R., Rahim H., Sabapathy A. T.: Re-configurable frequency with circular polarization for on-body wearable textile antenna, European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), pp.132-135, 10-15 Sept. 2016.
- [5] Moro R., Agneessens S., Rogier H., Bozzi M.: Wearable textile antenna in substrate integrated waveguide technology, *Electronic Letter*, vol. 48, no. 16, pp. 985–986, 2012.
- [6] Kaufmann T., Xu Z., Fumeaux C.: Wearable substrate-integrated waveguide with embroidered vias, In Proc. 8th Eur. Conf. Antennas Propag., The Hague, The Netherlands, 2014.
- [7] Vasina P., Lacik J.: Circularly polarized rectangular ring-slot antenna with chamfered corners for off-body communication at 5.8 GHz ISM band, *Radioengineering*, vol. 26, no. 1, pp. 1–6, 2017.

CONCEPT OF ELECTRONIC CONTROL OF POLARIZATION RECONFIGURABLE HMSIW U-SLOT ANTENNA

Patrik Hubka

Doctoral Degree Programme (4), FEEC BUT

E-mail: xhubka00@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Jaroslav Lacik

E-mail: lacik@feec.vutbr.cz

Abstract: This article deals with a concept of electronic control of polarization reconfigurable U-slot half-mode substrate integrated waveguide (HMSIW) antenna. Switching between left handed circular polarization (LHCP) and linear polarization (LP) is carried out by shorting the slot by two individual PIN diodes. The antenna is designed for the operating frequency of 10 GHz.

Keywords: slot antenna, half-mode substrate integrated waveguide, polarization reconfiguration

1 INTRODUCTION

Thanks to rapid development of microwave wireless applications, antenna with polarization diversity are needed. A polarization reconfigurable antenna can dynamically change its radiating characteristics, thus effectively increasing performance of wireless communication systems.

In this time, only one paper dealing with a polarization reconfigurable antenna based on HMSIW has been proposed. The polarization reconfigurable leaky-wave frequency-scanning antenna based on HMSIW has been proposed in [1]. The antenna consists of a pair of symmetrical $+45^\circ/-45^\circ$ linearly polarized leaky lines and the antenna is feed by 4 ports. Thanks to this configuration, six different polarization states including four linear polarization (LP) states and two circular polarization (CP) are obtained. The antenna is designed for the operating frequency of 21.5 – 23.0 GHz (depending on feeding of the individual ports). The direction of the main lobe is moving from -20° to 20° in both cutting plane. The gain of the antenna is unfortunately unknown.

In [2], we proposed the concept of the polarization reconfigurable half-mode substrate integrated waveguide U-slot antenna radiating LHCP or LP wave. However, the switching between polarizations was not electronically carried out. In this article, we present extension of our work [2] with the focus on the concept of the electronic control of the polarization of the antenna by two a PIN diodes implemented in the slot.

2 CONCEPT OF THE ELECTRONIC RECONFIGURABLE HMSIW U-SLOT ANTENNA

The structure of the antenna is depicted in Fig. 1. It is realized on dielectric substrates ARLON Cu-Clad217 with relative permittivity $\epsilon_r = 2.17$, tangent loss $\tan(\delta) = 0.0009$ and height $h = 1.524$ mm which is on its both sides covered by metal sheets. The HMSIW is created by a row of vias and both its ends are shorted. The HMSIW operates in the fundamental mode $TE_{0.5,0}$. The radiating U-slot is etched in the top wall of the HMSIW. The shorting strip S_1 shorts that slot. To generate left-handed circularly polarized wave, the shorting via V_1 is located between the area bounded by the slot and HMSIW bottom wall. The short S_2 is substituted by the two PIN diodes with common anode. The diodes are fed by direct current through via V_2 (Fig. 2.). In order to the separate direct current from the HF current, the inductor I_1 (LQP03TQ2N0B02D) 2 nH has to be used. The self-resonant frequency of the inductor I_1 is at 12.5 GHz. If the diodes D_1 and D_2 (MA4GP907) are turned on, the LP will be obtained, otherwise the LHCP is obtained. The diodes will be glued on the board. The position

of the via V_2 and feeding network of the PIN diodes D_1 and D_2 has small effect to the antenna performance. But it has to be placed on the right side from the slot to avoid heavy deformation of the electric field near the slot. The antenna is equipped by a HMSIW-to-SMA transition.

The antenna was designed with the help of time domain solver of CST Microwave Studio, where local optimizations Trust Region Framework and Nedler Mead Simplex Algorithm were used for the operation frequency of 10 GHz on the dielectric substrate. The resultant dimensions of the antenna are summarized in Tab. 1. The dimensions of the antenna are almost the same in the comparison to the antenna concept proposed in [2]. Only the via V_1 had to be shifted in order to tune antenna at the desirable frequency, because the via V_2 and the feeding network of the PIN diodes slightly influences the electric field in the slot.

The distribution of the electric field for LHCP mode is depicted in Fig. 3. Thanks to the shorting via V_1 , the electric field at the slot rotates and the left handed circularly polarized wave is obtained in the far field. The distribution of the electric field for LP mode is depicted in Fig. 4. Thanks to the short S_2 , the electric field at the slot stops rotating and linearly polarized wave is obtained in the far field.

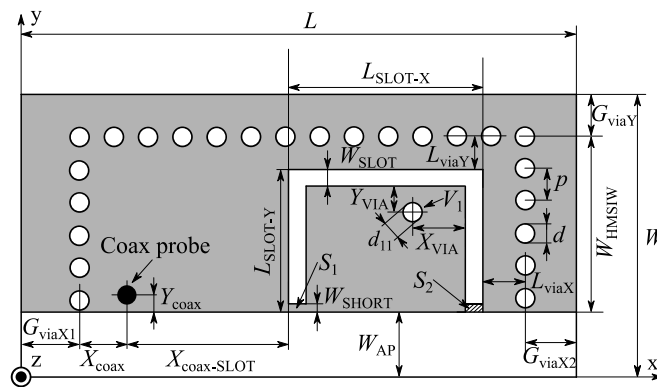


Figure 1: Geometry of the proposed antenna (adopted from [2]).

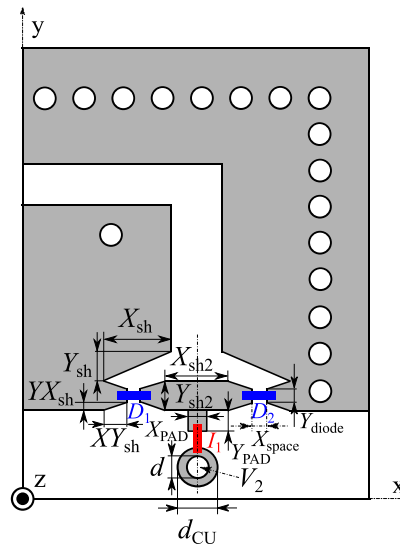


Figure 2: Detail of the short S_2 .

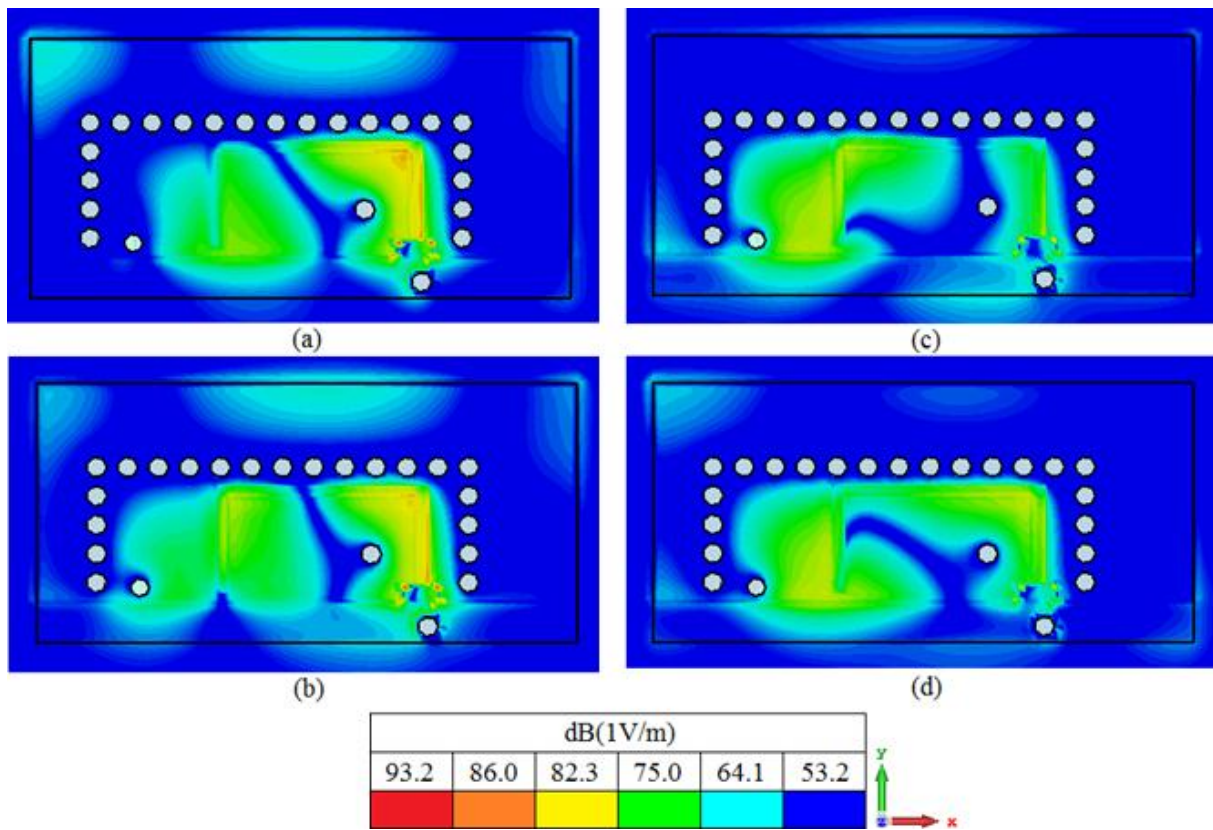


Figure 3: Distribution of electric field intensity at 10 GHz in the antenna (magnitude) for LHCP mode: (a) phase = 0° , (b) phase = 45° , (c) phase = 90° and (d) phase = 135° .

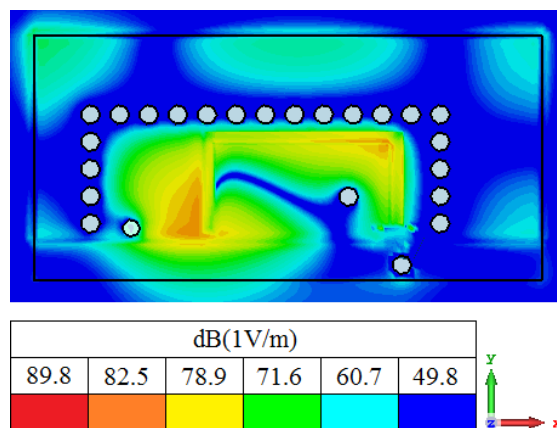


Figure 4: Distribution of electric field intensity at 10 GHz in the antenna for LP mode.

	[mm]		[mm]
L	37.5	G_{viaY}	5.85
$L_{\text{SLOT-X}}$	14.85	X_{sh}	1.28
$L_{\text{SLOT-Y}}$	8	Y_{sh}	0.4
L_{viaX}	2.8	X_{sh2}	1.53
L_{viaY}	1.15	Y_{sh2}	0.8
W	18	$X_{Y\text{sh}}$	0.385
W_{HMSIW}	9.15	$Y_{X\text{sh}}$	0.1
W_{SHORT}	0.3	X_{PAD}	0.4
W_{SLOT}	1.1	Y_{PAD}	0.4
W_{AP}	3	Y_{diode}	0.6
X_{COAX}	3	X_{space}	0.33
Y_{COAX}	0.8	d_{CU}	2
X_{VIA}	2.86	d_{11}	1.4
Y_{VIA}	3.79	d	1.4
G_{viaX1}	4.2	p	2
G_{viaX2}	7.5		

Table 1: Dimensions of proposed antenna.

3 SIMULATED RESULTS

In this moment, only simulated results are presented. For the simulation, realistic models of the components (D_1 , D_2 and I_1) provided in datasheets were used. In Fig. 5 – 7, there are presented simulated results of the impedance matching, axial ratio (AR) and radiation patterns of the proposed antenna.

The simulated and measured reflection coefficient of the antenna operating in the LHCP and LP mode are depicted in Fig. 5. The measured results for LHCP are about 100 MHz shifted to lower frequencies and measured results for LP are about 400 MHz to higher frequencies in comparison to the simulated ones due to the manufacturing tolerance and discrete components soldered on the dielectric substrate. The measured impedance bandwidth (for $s_{11} < -10$ dB) of the antenna in the LHCP mode is 25.4 %, and in the LP mode is 12.8 %.

In Fig. 6, the AR of the antenna operating in LHCP mode is depicted. The bandwidth of the axial ratio (for AR less than 3 dB) is 2.75 %. The minimum of AR is 0.84 dB at 10 GHz.

The radiation patterns for the antenna in LHCP mode are depicted in Fig. 7(a). The peak gain of the antenna at 10 GHz is 6.32 dBi.

The radiation patterns of the antenna operating in LP mode are in Fig. 7(b). The peak gain of the antenna at 10 GHz is 6.67 dBi.

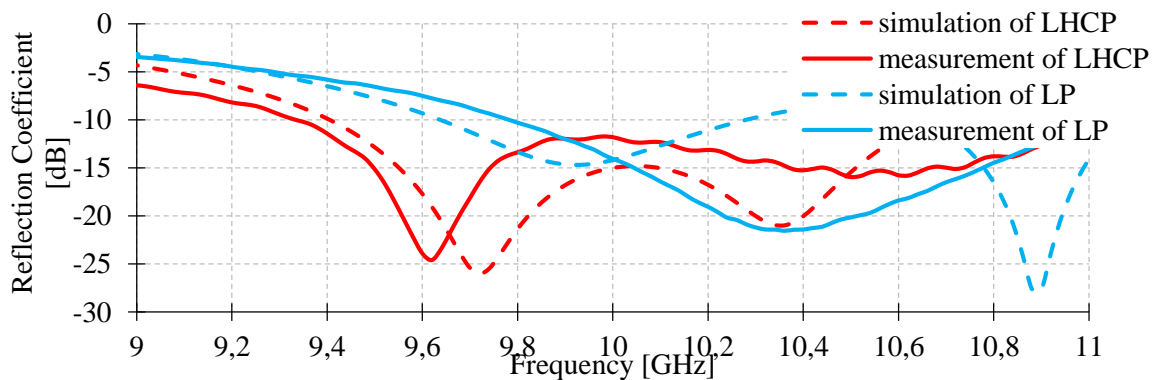


Figure 5: Simulated reflection coefficient of the antenna operating in LHCP and LP mode.

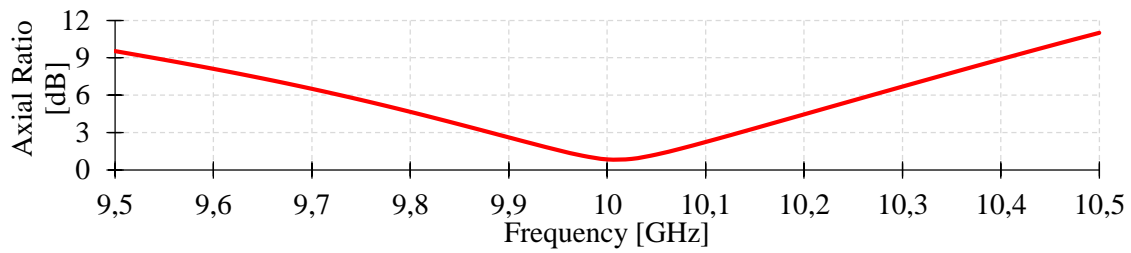


Figure 6: Simulated axial ratio of the antenna operating in LHCP mode.

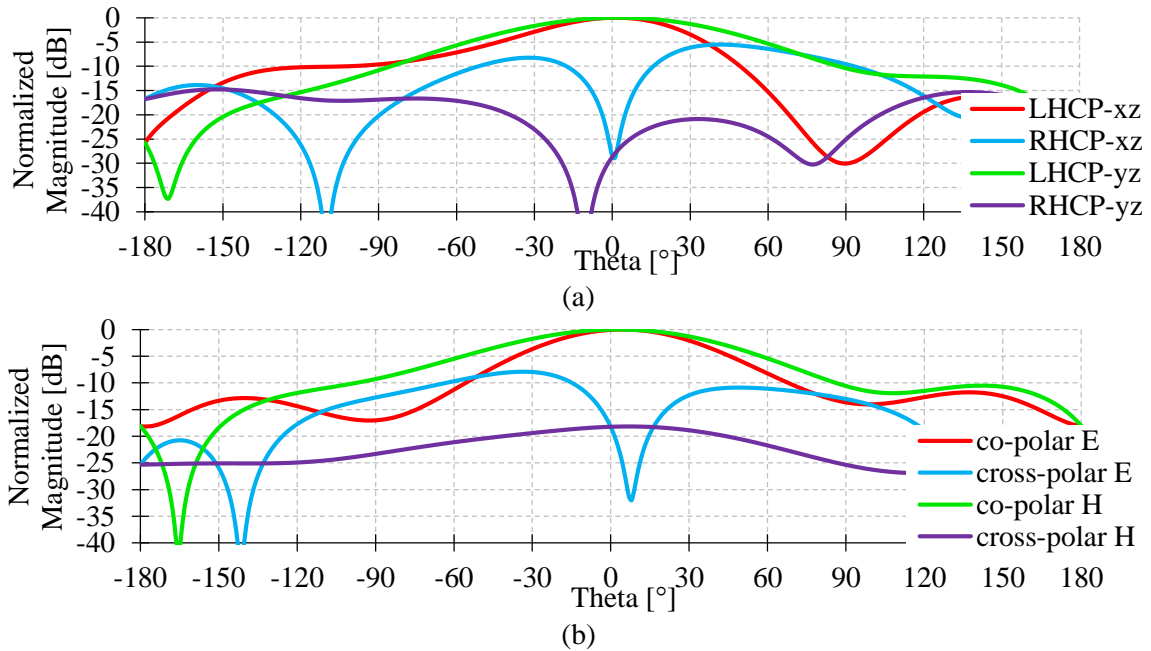


Figure 7: Simulated radiation patterns of the antenna at 10 GHz operating in: (a) LHCP mode and (b) LP mode.

4 CONCLUSION

In this article, concept of the electronic control of the polarization reconfigurable HMSIW U-shape slot antenna [2] operating in LHCP and LP mode has been presented. In this time, only reflection coefficient is measured. The AR and radiations patterns will be measured later. The proposed antenna structure could be exploited e.g. for wireless communication services (after the antenna redesign for a desired frequency band).

ACKNOWLEDGEMENT

The presented research was supported by the Internal Grant Agency of Brno University of Technology project no. FEKT-S-17-4713.

REFERENCES

- [1] Chen, A., Wang, J.: Polarization reconfigurable frequency-scanning antenna based on half mode substrate integrated waveguide. In: ISAP 2016 – International Symposium on Antennas and Propagation, Okinawa, Japan, 2016, pp. 96-97.
- [2] Hubka, P., Lacik, J.: Polarization Reconfigurable HMSIW U-Slot Antenna. In: MIKON 2016 – 21st International Conference on Microwaves, Radar and Wireless Communications, Krakow, Poland, 2016, 1-4.

DESIGN METHOD BASED ON MODIFICATION OF THE TRANSFORMATION OF HORIZONTAL STRUCTURES IN CURRENT-MODE FREQUENCY FILTERS

Lukas Langhammer, Ondrej Domansky

Doctoral Degree Programme, Dept. of Radio electronics,

Brno University of Technology

E-mail: langhammer@phd.feec.vutbr.cz, domansky@phd.feec.vutbr.cz

Supervised by: Roman Sotner

E-mail: sotner@feec.vutbr.cz

Abstract: This paper presents a modification of the horizontal structures transformation method used for the design of fully-differential (F-D) filters. The modified method has been tested on numerous filtering structures based on current followers (CF) and chosen results are included in the paper proving its functionality

Keywords: design method, frequency filters, transformation of horizontal structures

1. INTRODUCTION

A demand for better characteristics of filtering structures has been increased in recent years. The proposal of fully-differential filters [1-3] seems to be one of the promising area of research in this field. Differential signal processing is a part in many industrial fields such as data transmission, audio-electronics, instrumentation, etc. thanks to its immunity to external interference. Except the ability to suppress the common-mode signals, the fully-differential structures perform better power supply rejection ratio, greater dynamic range of the processed signals and lower harmonic distortion [1].

There are many ways how to propose single-ended (S-E) frequency filters. We can mention the way using autonomous circuit design method [4], synthetic immittance system method [5], signal-flow graphs (SFGs) method [6], etc. The literature describes three possible ways used for the design of fully-differential (F-D) filters. The first one is a direct proposal of a F-D filter [7]. However, this approach requires an experienced designer and the proposal can be time-consuming. The second method implements the coupling of S-E filters [8-9] connected together through a common node which is not connected to the ground. The resulting structures obtained by this method offer high Common Mode Rejection Ratio (CMRR). The drawback of this method is the fact that the resulting filter has approximately twice of the passive (RC) elements than S-E structure and it also may consist floating capacitors (unsuitable for the integration). The last method focuses on the transformation of the S-E structure into the F-D structure by “mirroring” of passive parts around the horizontal axis of the structure [10], [11]. Unfortunately, the number of passive components increases approximately two times in comparison to the number of passive parts contained in the S-E structure. This method can be easily implemented and the number of used active elements remain the same when replacing the S-E active elements by their F-D equivalents. The tradeoff of this way leads to lower CMRR [8].

The last discussed design method can be divided into the transformation of vertical structures and transformation of horizontal structures [12]. Our improved proposal belongs to transformation of horizontal structures. Therefore, this type of transformation will be explained in further text. This transformation involves the mirroring of passive parts of the horizontal branches of the initial S-E circuit structure. The values and positions of passive parts, included in vertical braches, remain

unchanged when the values of the horizontal parts are modified in dependence on the specific type of used passive element. The values of capacitors are doubled, while the values of resistors are halved. Inductors are replaced by transformers with mutually opposite winding when the number of windings is even.

2. MODIFICATION OF THE HORIZONTAL STRUCTURES TRANSFORMATION METHOD

This modified design method is supposed to be implemented in current-mode frequency filters based on current followers (CF). The design procedure is explained on the transformation of a lossless integrator depicted in Fig. 1a). In order to transform the S-E structure from Fig. 1a) into a corresponding F-D structure using the transformation of horizontal structures, the passive components placed in the horizontal branches of the circuit are mirrored and their values transform as explained above (conductance G is mirrored around the CF and now having value of $2G$). The value and position of the capacitor C preserves unchanged. The resulting structure is shown in Fig. 1b). However, originally grounded capacitor C turns into a floating capacitor which is not suitable for the integration. This capacitor must be then replaced by two grounded capacitors (one for each branch of the F-D structure) as illustrated in Fig. 1c). Note that the transformation of the horizontal structures (explanation in literature [12]) does not include this additional step of the design. The values of the grounded capacitors (Fig. 1c), given in the F-D structure, must reach two-times higher value than capacitor used in the S-E structure due to the doubled values of horizontal parts in order to obtain the same pole frequency of transfer function of both mentioned structures.

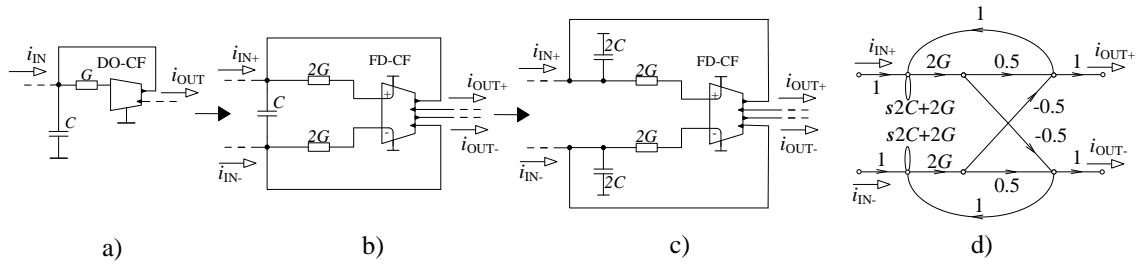


Figure 1: Design steps: a) initial S-E structure, b) the resulting F-D structure created by the transformation of horizontal structures, c) the resulting F-D structure with grounded capacitors, d) corresponding simplified M-C graph

Figure 2 illustrates the transformation of the same S-E structure as presented in Fig. 1a) using the modified method. The modified method considers the grounded capacitors contained in the F-D structure as starting point of the proposal. Therefore, the values of resistors (conductances G) and capacitors C of the F-D structure stay the same as values of passive parts of the S-E structure as shown in Fig. 2b).

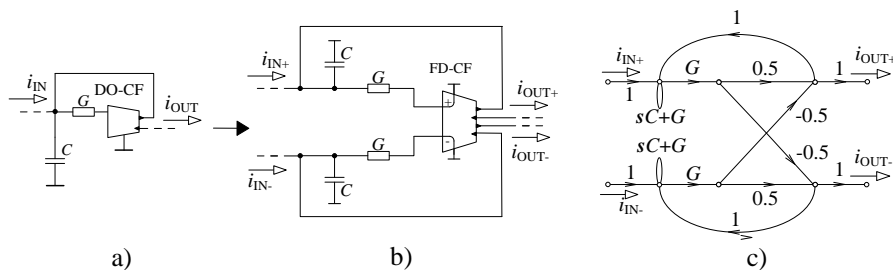


Figure 2: Design steps: a) initial S-E structure, b) the resulting F-D structure created by the modified design method, c) corresponding simplified M-C graph

Figure 1d) and Fig. 2c) show the Mason-Coates (M-C) graph of the F-D structure from Fig. 1c), Fig. 2b) respectively. The identical result of symbolical transfer function and behavior of F-D structures in Fig. 2b and Fig. 1c (while circuit in Fig. 2b employs half of values of passive

elements than in Fig. 1c) is supported by following mathematical derivation. These calculations are based on the SFG method using the Mason gain formula.

The denominator of transfer function of the simplified M-C graph from Fig. 1d) is given by:

$$\begin{aligned}
D(s) &= (s2C + 2G) \cdot (s2C + 2G) - (0.5 \cdot 2G \cdot (s2C + 2G)) - \\
&- (0.5 \cdot 2G \cdot (s2C + 2G)) - (-0.5 \cdot (-0.5) \cdot 2G \cdot 2G) + \\
&+ 0.5 \cdot 0.5 \cdot 2G \cdot 2G = 4s^2C^2 + 4sCG + 4sCG + 4G^2 - 2sCG - \\
&- 2G^2 - 2sCG - 2G^2 - G^2 + G^2 = 4s^2C^2 + 4sCG.
\end{aligned} \tag{1}$$

The numerator of the given M-C graph is equal to:

$$N(s) = 4sCG + 4G^2. \tag{2}$$

As can be seen all terms of the denominator and numerator contain "4" which will cancel each other and the transfer function of the F-D structure from Fig. 1c) is given by:

$$K(s) = \frac{I_{OUT+} - I_{OUT-}}{I_{IN+} - I_{IN-}} = \frac{sCG + G^2}{s^2C^2 + sCG} = \frac{G}{sC}. \tag{3}$$

The denominator of transfer function of the simplified M-C graph from Fig. 2c) is calculated as:

$$\begin{aligned}
D(s) &= (sC + G) \cdot (sC + G) - (0.5 \cdot G \cdot (sC + G)) - (0.5 \cdot G \cdot (sC + G)) - \\
&- (-0.5 \cdot -0.5 \cdot G \cdot G) + 0.5 \cdot 0.5 \cdot G \cdot G = s^2C^2 + sCG + sCG + G^2 - 0.5sCG. \\
&- 0.5G^2 - 0.5sCG - 0.5G^2 - 0.25G^2 + 0.25G^2 = s^2C^2 + sCG.
\end{aligned} \tag{4}$$

The numerator of the corresponding M-C graph is given by:

$$N(s) = sCG + G^2. \tag{5}$$

Thus, the resulting transfer of the F-D structure from Fig. 2b) is given as:

$$K(s) = \frac{I_{OUT+} - I_{OUT-}}{I_{IN+} - I_{IN-}} = \frac{sCG + G^2}{s^2C^2 + sCG} = \frac{G}{sC}. \tag{6}$$

The equation (3) describes the resulting transfer function of the F-D structure which has been created by the transformation of the horizontal structures. The equation (6) denotes the resulting transfer function of the F-D structure based on the modified transformation method. Both equations are identical. Therefore, the modified design method can be used instead of the transformation of horizontal structure.

3. SIMULATIONS AND RESULTS

Figure 3 shows several results of simulations of band-pass filter (BP) which is taken from [13] as well as the values of all passive elements and parameters. The initial S-E transfer function (Figure 1a)) is represented by blue line in Fig. 3. The green line visualizes the F-D transfer function (Figure 1b)) created by transformation of S-E function where horizontal conductance G was replaced by two horizontal conductances $2G$ and by one floating capacitor C . The purple dot line indicates modified F- D structure where floating capacitor C was transformed into two grounded capacitors $2C$ (having value of the original floating capacitor). The construction based on new modified method discussed in previous chapters results in simulated trace distinguished by the red line. The transfer function obtained by the modified method almost follows original S-E function and at lower frequencies (up to 10^4 Hz) achieves better attenuation, in the whole decade, than F-D horizontal floating structure.

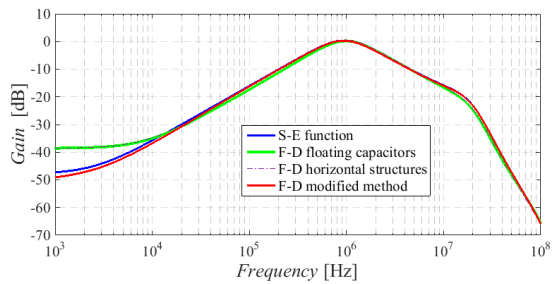


Figure 3: Comparison of BP simulated S-E and F-D transfer functions

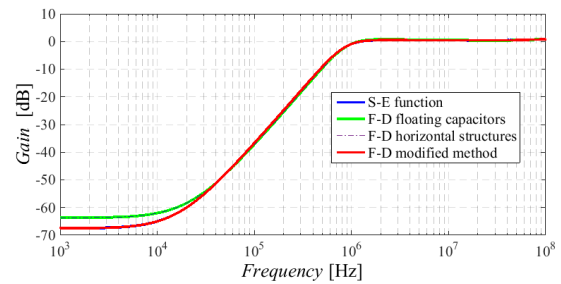


Figure 4: Comparison of HP simulated S-E and F-D transfer functions

Figure 4 is the comparison of HP transfer function of the filter from [14]. As in previous case modified F-D method (red line) offers better results than F-D method with floating capacitor (green line) as well as F-D method with horizontal structure (purple dot line).

The simulation results presented in Fig. 3 and Fig. 4 are carried out using a 3rd level simulation model of the UCC (closely described in [15]) and 3rd level simulation model of the DACA (presented in [16]). These models include the frequency depended imitation of impedances of input and output terminals of given active elements alongside with current limitations of individual inputs and outputs.

4. CONCLUSION

The proposed method is based on the transformation of the design method for horizontal filtering structures which was modified in accordance to the specific requirements and characteristics of differential structures. The validity and operation of the modified method was proved mathematically and supported by simulations. The obtained results are subsequently compared with results gained from method dealing with transformation of the horizontal structures.

ACKNOWLEDGEMENT

Research described in this paper was financed by the National Sustainability Program under grant LO1401. For the research, infrastructure of the SIX Center was used.

REFERENCES

- [1] Jeřábek, J., Koton, J., Šotner, R., Vrba, K.: Comparison of Fully-Differential and Single-Ended Current-Mode Band- Pass Filters with Current Active Elements. In Proceedings of 7th International Conference on Electrical and Electronics Engineering - ELECO 2011, roč. 2, Bursa, Turkey: EMO, 2011, s.100-104, ISBN: 978-605-01-0208- 6.
- [2] Langhammer, L., Jeřábek, J., Polák, J., Pánek, D.: A Single-Ended and Fully-Differential Universal Current-Mode Frequency Filter with MO- CF and DACA Elements. ADV ELECTR COMPUT EN, 2016, roč. 16, č. 3, s. 43-48, ISSN: 1582-7445.
- [3] Jeřábek, J., Koton, J., Šotner, R., Vrba, K.: Adjustable band-pass filter with current active elements: two fully-differential and single- ended solutions. ANALOG INTEGRATED CIRCUITS AND SIGNAL PROCESSING, 2013, roč. 74, č. 1, s. 129-139, ISSN: 0925-1030.
- [4] Koton, J., Vrba, K.: Zobecněné metody návrhu kmitočtových filtrů (Generalized Methods of Frequency Filter Design). Elektrověst, č. 26, 2008, s. 26-1 - 26-17.
- [5] Brandstetter, P., Klein, L.: Design of Frequency Filters by Method of Synthetic Immittance Elements with CurrentConveyors. In Proc. International Conference Applied Electronics (AE), Pilsen, Czech Republic, 2012, s. 37 - 40.

- [6] Intawichai, K., Tangsrirat, V.: Signal Flow Graph Realization of nth-Order Current-Mode Allpass Filters Using CFTAs. In Proc. Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON), 2013 Krabi, Thailand, s. 1-6.
- [7] Kumar, P., Senani R., Sharma, R. K., Gupta, S. S.: Unified Methodology for Realizing Fully-Differential Current-Mode Filters. In Proc. of the 5th WSEAS Int. Conf. on CIRCUITS, SYSTEMS, ELECTRONICS, CONTROL & SIGNAL PROCESSING, Dallas, USA, 2006, s. 134-137.
- [8] Casas, O., Pallàs-Areny, R.: Basics of Analog Differential Filters. IEEE TRANSACTIONS ON INSTRUMENTATION AND MEASUREMENT, roč. 45, č. 1, 1996, s. 275-279.
- [9] Massarotto, M., Casas, O., Ferrari, V., Pallàs-Areny, R.: Improved Fully Differential Analog Filters. IEEE TRANSACTIONS ON INSTRUMENTATION AND MEASUREMENT, roč. 56, č. 6, 2007, s. 2464-2469.
- [10] Youssef, M. A., Soliman, A. M.: A Novel CMOS Realization of the Differential Input Balanced Output Current Operational Amplifier and its Applications. Analog Integrated Circuits and Signal Processing, roč. 44, 2005, s. 37–53.
- [11] Spinelli, E.M., Mayosky, M.A., Christiansen, C.F.: Dual-mode design of fully differential circuits using fully balanced operational amplifiers. IET Circuits Devices Syst., roč. 2, č. 2, 2008, s. 243–248.
- [12] Kubanek D.: Teoretický návrh ADSL Splitterů. Studijní zpráva pro STROM telecom (Theoretical Design of ADSL Splitters. Report for STROM telecom). Department of Telecommunication, FEKT, BUT, Brno, 2003, 119 stran.
- [13] Langhammer L., Jerabek J.: Fully Differential Universal Current-Mode Frequency Filters Based on Signal-Flow Graphs Method. International Journal of Advances in Telecommunications, Electrotechnics, Signals and Systems, roč. 3, č. 1, 2014, s. 1-12.
- [14] Langhammer L., Jerabek J., Polak J.: Tunable Fully-Differential Filters Designed Using Signal- Flow Graphs Method. Elektrovue, roč. 6, č. 3, 2015, s. 38-48.
- [15] Sponar R., Vrba K.: Measurements and Behavioral Modelling of Modern Conveyors, International Journal of Computer Science and Network Security, roč. 3A, č. 6, 2006, s. 57-63.
- [16] Polák, J., Langhammer, L., Jeřábek, J.: Behavioral modeling of Digitally Adjustable Current Amplifier, International Journal of Advances in Telecommunications, Electrotechnics, Signals and Systems, roč. 4, č. 1, 2015, s. 1-7.

MODULAR LED LUMINAIRE WITH VARIABLE SPECTRAL POWER DISTRIBUTION OF LUMINOUS FLUX

Mikuláš Parma

Doctoral Degree Programme (4), FEEC BUT

E-mail: xparma01@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Petr Baxant

E-mail: baxant@feec.vutbr.cz

Abstract: To date, development of luminaires is focused primarily on energy performance levels and accepted colour qualities of light output. Recent researches aimed to healthy and smart lighting showed that standard properties of luminaires are insufficient in terms of all performance levels required for modern illuminating systems. Dynamic change of intensity and colour temperature of light source during day is necessary for right function of human circadian system. Therefore it was developed modular LED luminaire allowing dynamic change of the spectral power distribution of luminous flux with possibility of colour temperature changing in the range 2400 K - 10 000 K ($R_a > 90$, $\Delta_{uv} < 0.0005$) and also possibility to set any hue in the colour gamut given by fixture construction.

Keywords: LED luminaire; dynamic lighting; circadian rhythms; variable colour temperature

1. INTRODUCTION

It is not so long that electric lighting is accessible nearly anywhere, at any time of day. Rapid development of new power stations in the 20th century enable proliferation of artificial light into every residence, offices, schools, hospitals, restaurants and other buildings which people can occupy. Now in 21th century it can be noted new phrases in terms of light: "well - being", "light and health" or "circadian lighting". Recent researches brought new findings that light not only enables vision, but is also a critical signal to our biological systems, affecting circadian rhythms, pupillary response, alertness, and more. Humans are exposed to a substantial amount of electric lighting as well as natural light, all of which has some effect on our physiology regardless of the type of source. New researches related to light and health leads to the questions - how we should illuminate architectural spaces.

Artificial lighting passed diametrical change during its evolution. Fire from chips of wood and gas lamps was replaced by electrical light from tungsten bulbs, discharge lamps, fluorescent tubes and light emitted diodes - LED, which is commonly used in these days. Different light sources have different spectral power distribution of luminous flux, therefore research of effects of dynamic lighting to the human beings in terms of visual and non-visual response is very important for correct projection of modern illuminating systems.

Future concepts of artificial lighting in offices, hospitals, educational institutes and residential objects should cover results of current and future researches, therefore luminaires used in lighting systems today should adapt them. Communication between interior and exterior of living area is also necessary. Cognitive lighting in combination with artificial intelligence may show as a right way for lightings of tomorrows.

2. LIGHT AND HUMANS

It is estimated that people spend 90% of their time indoors with limited exposure to natural light, while artificial illumination from general lighting, including mobile devices, computers and TVs, dominates. New technologies allow to improve efficiency and productivity [1], but it is necessary to do many research yet for correct understanding of impact light to humans, because some works shows that light is necessary for vision as well as non-visual effects of light is needed for overall health and well-being. [2, 3, 4,].

Light is a part of electro-magnetic radiation in range of wavelengths 380 - 780 nm. As light travels through the eyes, the cornea and lens refract it to converge on the retina, stimulating two different photoreceptor nerve cells, rod cells and cone cells, each independently tasked with the absorption of specific short (400 - 550 nm), middle (450 - 670 nm) and long (500 - 700 nm) wave light rays through activation of photo pigments rhodopsin a photopsin [Fig. 1].

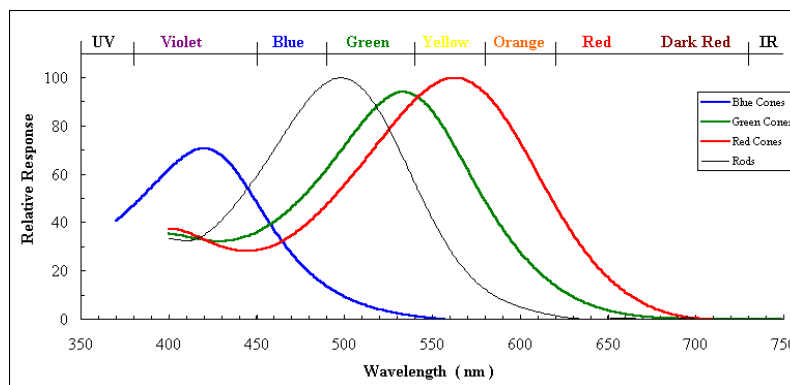


Figure 1: Spectral sensitivity of rods and cones [5]

In 2000, a study was published, identifying a new photo pigment, melanopsin, located within the retinal area of the eye. Unlike rod cells and cone cells located within outer retinal regions, this pigment was uniquely located within the ganglion cell layer. The research identified specific group of cells - ipRGCs (intrinsically photosensitive retinal ganglion cells), which contain melanopsin. These new type of photoreceptor did not participate in image formation, but it is responsible for circadian synchronization. Shortly after 2001, scientific evidence suggested that non-rod and non-cone photoreceptor systems existed that facilitated circadian rhythms. [6, 7, 8, 9, 10].

2.1. BIOLOGICAL EFFECTS

Humans and other mammals operate within a 24-hour biological cycle, known as the circadian rhythm. This rhythm influences various aspects of our biochemistry, endocrinology, physiology, metabolism and behaviour to synchronize our internal processes as well as our external environment. At humans 24-hour cycle takes on the average 24.2 Hrs, but it can be in range 23,3 - 25,0 Hrs. 90% people have circadian cycle more than 24 Hrs. [11, 12].

These rhythms affect various aspects of biochemical processes, as well as endocrine system, physiological or metabolic processes and because cycles are not exactly 24 Hrs they have to be synchronized each day [Fig. 2]. In past was discovered that it is possible to synchronized circadian system by the light and after findings ipRGCs ganglion cells was found out, that these cell play main role in sending neurological signals to the hypothalamus, where is located central biological clock which synchronized circadian rhythms.

Each of the three photoreceptor cells show greater responsiveness to specific wave lengths. ipRGCs have the greatest sensitivity to short wavelength blue light from 464 - 484 nm. [13, 14, 15, 16].

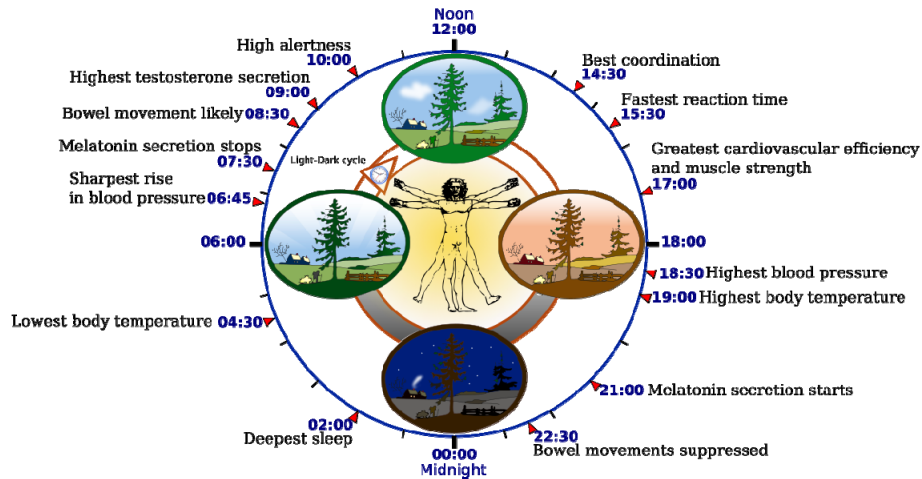


Figure 2: Some features of the human circadian (24-hour) biological clock [17].

2.2. OPTIMAL LIGHTING - VARIABLE SPECTRAL POWER DISTRIBUTION

According to standards illumination levels and homogeneity of illumination is basic requirement for the most task areas, but designers of illumination systems should also consider appropriate correlated colour temperature (CCT) when developing appropriate illumination throughout the space. While studies suggest 6000 K – 8000 K LEDs with a spectral composition leaning toward a blue spectral focus may have the best biological impact, this is likely undesirable to occupants. 5300 K or higher lights, closer to daylight white, may also be good for alerting affects, but proper selection must balance individual comfort and focus requirements. 3500 K – 5500 K were found through studies to be the most visually pleasing, however conclusions revealed there was not a single preferred spectrum [18].

Appropriate luminaires is needed for meeting requirements of modern lighting designs, therefore it was developed modular luminaire, which try to cover the most of lighting designers' needs.

CCT - Correlated colour temperature

It was described above that variable CCT is very useful for many lighting designs. Young people will prefer different CCT for learning or for working on PC, seniors may prefer different lighting scheme during day in terms of CCT and intensity as well. Modular luminaire was calibrated in range 2400 K - 10 000 K, because lower CCT is useful to use at evening time while higher CCT is more efficient for melatonin suppression during day.

CRI - colour rendering index

One of the main goal during development was CRI > 90 in whole range of CCT. Four different LEDs colours - Red, Green, Blue, White - with spectral half band width in range 20 - 100 nm was used to reach the aim.

Dimming

The luminaire is designed to hold CCT and CRI stable during dimming up to approx. 5% of max intensity. This part of development is not trivial, because natural behaviour of LEDs is colour shifting during dimming, therefore it is necessary algorithmically compensate colour shifts during LED driving.

Hue and Saturation

It is possible also to set any hue and saturation level in the colour gamut given by LEDs combination. This is useful for composition of lighting scene aimed to decoration or ambient lighting.

2.3. MECHANICAL DESIGN

Luminaire is modular by its shape. Luminaire has trefoil design so that it could be possible to combine more than one fixtures into various patterns. It is possible to use luminaire for direct or indirect illumination [Fig. 3].

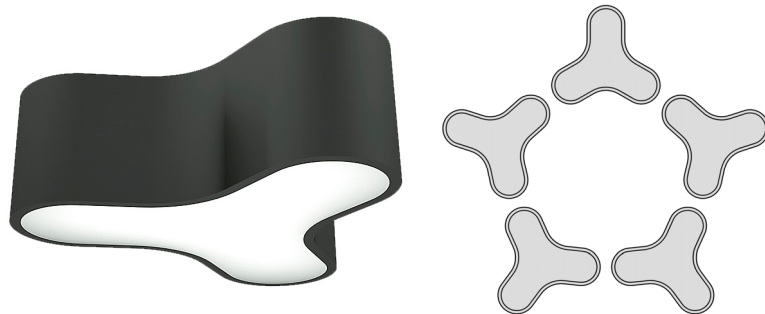


Figure 3: Trefoil design of luminaire, lighting pattern, mechanical dimensions

Aluminium metal plate was used as a flat heat sink for adequate passive cooling. Inner surface of luminaire sides is not spectral dependent, because of quality colour mixing of four different LEDs colours. Special diffusive material of output optic is used for homogenous brightness across luminous area.

2.4. CONTROL

It was developed application for mobile phones for easy control of luminaire properties. Application has two modes: *manual* and *automatic*. In manual mode it can be set CCT, dimming, hue and saturation of light output. Automatic mode change CCT in defined range [Fig. 4]. Changing time correspond to sunrise and sunset time in given location.

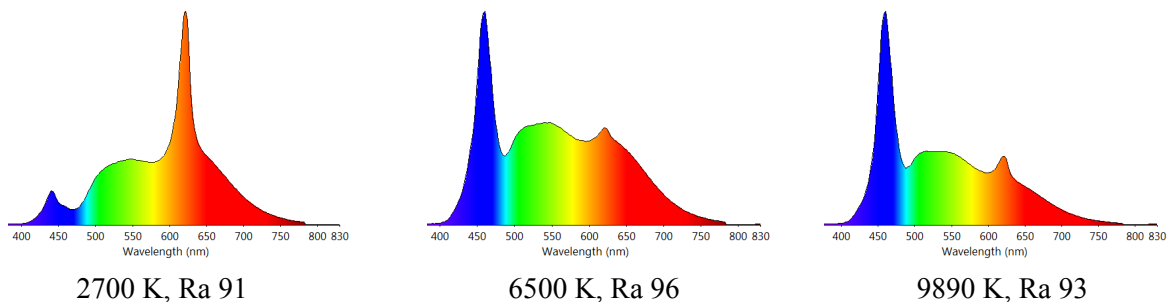


Figure 4: Example of spectral power distribution, which can be controlled automatically.

3. CONCLUSION

Future of lighting is at start of development in these days. It is still looking for the right communication protocol for smart lighting system, new LEDs are developed each six month with better efficacy and new materials for better cooling of LEDs systems is optimized as well as optic systems. Research of non-visual response of light is not finished yet, so we can look forward for new findings which can be lead lighting development to various directions.

REFERENCES

- [1] Fast Company [online]. 2013 [cit. 2013-01-18]. dostupné z WWW: <<http://www.fastcodesign.com/1671627/study-shows-how-classroom-design-affects-student-learning>>
- [2] Mills PR, Tomkins SC, Schlangen LJM.: The effect of high correlated colour temperature office lighting on employee wellbeing and work performance. *Journal of Circadian Rhythms* 2007; 5: 2–10.
- [3] Figueiro M, Rea MS, Bullough JD.: Circadian effectiveness of two polychromatic lights in suppressing human nocturnal melatonin
- [4] Kaida K, Takahshi M, Haratani T, Otsuka Y, Fukasawa K, Nakata A.: Indoor exposure to natural bright light prevents afternoon sleepiness. *Sleep* 2006; 29: 462–469.
- [5] Spectral sensitivity of rods and cones [online]. source WWW: <https://www.unm.edu/~toolson/human_cone_response.htm>
- [6] Provencio, I, Jiang, G, Grip, WJD, Hayes, WP, Rollag, MD.: Melanopsin: An opsin in melanophores, brain, and eye., 1, Nov 5, 1997, *Proceedings of the National Academy of Sciences of the United States of America*, Vol. 95, pp. 340-345
- [7] Gooley, JJ, Lu, J, Chou, TC, Scammell, TE, & Saper, CB.: Melanopsin in cells of origin of the retinohypothalamic tract., 12, Dec 2001, *Nature Neuroscience*, Vol. 4, p. 1165
- [8] Thapan, K, Arendt, J and Skene, D. s.l.: An action spectrum for melatonin suppression: evidence for a novel non-rod, non-cone photoreceptor system in humans. *Journal of Physiology*, 2001
- [9] Berson, DM, Dunn, FA, Takao, M.: Phototransduction by Retinal Ganglion Cells That Set the Circadian Clock., 5557, Feb 8, 2002, *Science*, Vol. 295, pp. 1070-3
- [10] Hattar, S, Liao, H-W, Takao, M, Berson, DM, Yau, K-W.: Melanopsin-Containing Retinal Ganglion Cells: Architecture, Projections, and Intrinsic Photosensitivity., 5557, Feb 8, 2002, *Science*, Vol. 295, pp. 1065-1070
- [11] Dunlap JC, Loros JJ, De Coursey PJ. *Chronobiology.: Biological Timekeeping*. Sunderland, Massachusetts: Sinauer Associates, Inc., 2004, 406 p.
- [12] Illnerová, H., Sumová, A.: Vnitřní časový systém, *Psychiatrie pro praxi*, 2008; 9 (5)
- [13] Rollag, M D, Berson, D M and Provencio, I.: Melanopsin, ganglion-cell photoreceptors, and mammalian photoentrainment., 3, 2003, *Journal of Biological Rhythms*, Vol. 18, pp. 227-234
- [14] Do, MTH, et al. s.l.: Photon Capture and Signalling by Melanopsin Retinal Ganglion Cells. *Macmillan*, January, 15, 2009, *Nature*, Vol. 457, pp. 281-288
- [15] PARMA, M.; BAXANT, P.; ŠKODA.: J. Comparison of Spectral Power Distribution of Various Light Sources in Correlation to Human Circadian System. In *Proceedings of the 21st International Conference LIGHT SVĚTLO 2015*. First. Brno: Brno University of Technology, 2015. p. 25-28. ISBN: 978-80-214-5244- 2.
- [16] Schmidt, TM, et al.: Melanopsin-Positive Intrinsically Photosensitive Retinal Ganglion Cells: From Form to Function. 45, 2011, *Journal of Neuroscience*, Vol. 31, pp. 16094-16101
- [17] Some features of the human circadian (24-hour) biological clock. Source WWW: <https://en.wikipedia.org/wiki/Circadian_rhythm>
- [18] Dikei, E E, et al. 2.: Preferred Chromaticity of Color-Tunable LED Lightng., 2014, *LEUKOS: The Journal of the Illuminating Engineering Society of North America*, Vol. 10, pp. 101-115

PERFORMANCE OF DIGITAL AUDIO BROADCASTING IN MOBILE RECEPTION SCENARIOS

Daniel Kresta

Doctoral Degree Programme (1), FEEC BUT

E-mail: kresta@phd.feec.vutbr.cz

Supervised by: Tomáš Kratochvíl

E-mail: kratot@feec.vutbr.cz

Abstract: This paper presents the Digital Audio Broadcasting (DAB) standard and its implementation into a simulation model. The negative influences of a transmission channel on the DAB signal are analyzed and emulated in the simulation with a focus on a mobile reception. Overall simulation model containing a transmitter, the transmission channel and a receiver was realized in a MATLAB environment. Multiple simulations of the DAB signal transmission in different conditions were performed and evaluated, with an emphasis on the mobile reception scenario. These results are presented along with a discussion.

Keywords: DAB, simulation, mobile reception, Doppler shift, BER

1 INTRODUCTION

Digital Audio Broadcasting [1] is a standard designed to replace FM and AM analog audio services. It was defined as Eureka Project 147 in a standard called ETSI EN 300 401 [2] in order to improve mobile reception affected by a Doppler effect, increase spectral efficiency and allow additional data transmission. Later, two modifications called DAB+ and Digital Multimedia Broadcasting (DMB) were introduced.

For Forward Error Correction (FEC), DAB uses Rate Compatible Punctured Convolutional (RCPC) coding with a combination of time and frequency interleaving. In order to decrease an influence of multipath signal propagation, Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) is used. Each individual subcarrier of the OFDM is modulated by a differential QPSK (DQPSK) modulation. The DAB standard introduces four modes specified for different transmission scenarios. Each mode has a different set of parameters of the OFDM frame, such as number of subcarriers, symbol length or guard interval length. Transmission mode TM I (1536 subcarriers) is designed mostly for rural areas, TM II (384 subcarriers) is suitable for local urban networks, TM III (192 subcarriers) was designed for satellite transmission and TM IV (786 subcarriers) does not have a specific designation. However, whatever mode is used, the occupied bandwidth is always 1536 kHz. Frequency band assigned for DAB was the TV band III (174 - 240 MHz) and the L-band (1452 – 1492 MHz) [1, 2].

This paper presents a mathematical model created in a MATLAB environment to allow simulations of the DAB signal transmission, broadcasting and reception based on a diploma thesis [3].

2 TRANSMISSION CHANNEL

The DAB signal broadcasting can be influenced by many different factors. The most common influences are an Additive White Gaussian Noise (AWGN), a fading caused by a multipath signal propagation and the Doppler effect. Such phenomenons can significantly influence the overall DAB system performance, depending on transmission scenarios (mobile, portable and fixed) [4].

In this work only mobile scenario is considered. This scenario takes into an account a receiver located in a vehicle moving at moderate or high speeds (50 km/h and more). Similarly to fixed and portable scenarios, it is influenced by noise, multipath reception and the Doppler effect, where the latter has a significant impact on the received signal. For simulation, a Typical Urban 6 or 12 (TU6/TU12) and a Rural Area 4 or 6 (RA4/RA6) profiles can be used for different types of reception. [4].

3 DAB SIMULATOR

For the purpose of exploring DAB performances in various transmission conditions a MATLAB program was created, further documented in [3]. It is containing all the transmitter and receiver blocks mentioned in Figure 1 along with the transmission channel model containing all aforementioned profiles. First, all the necessary parameters are initialized and a set of random data is generated. The size of the data can be predefined, but because the convolutional coder requires input divisible by a number 768, zeros are appended to the end of the data array. The convolutional coder then produces data according to its code rate. When an OFDM frame is generated, this data might not fill the whole frame, so another set of zeros is added. During the OFDM frame creation, the frequency interleaving and the DQPSK are also performed. After that, Inverse Fast Fourier Transformation (IFFT) is performed to transform the signal into the time domain. This allows for Cyclic Prefix (CP) to be inserted and the signal can be filtered and modulated on the desired carrier frequency f_c [3].

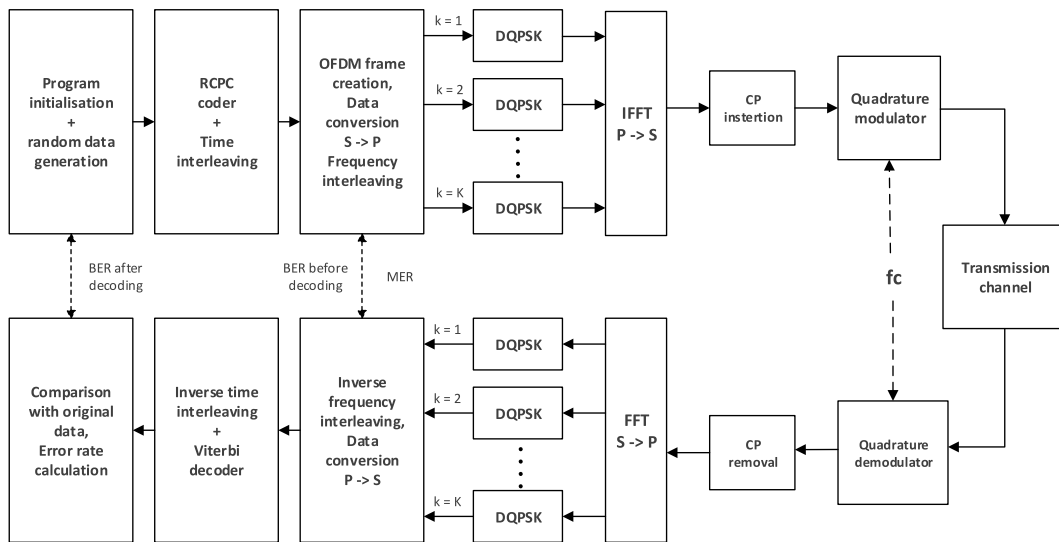


Figure 1: Block diagram of the created DAB MATLAB program.

The final output of the transmitter is then processed in the transmission channel block, that can simulate influence of the AWGN, the multipath propagation and the Doppler effect. All the channel profiles mentioned in the previous section are supported in the simulation program. The receiver part is done as inverse transmitter and all the zeros added in the transmitter are now removed. After a demodulation and an error correction, the resulting data is compared to the data from the start of the application and Bit Error Rates (BER) are calculated.

For easier manipulation with the application and its settings, a Graphical User Interface (GUI) was created as shown in Figure 2. It allows changing of the transmitter settings and the transmission channel configuration using predefined profiles. Multiple simulations can be enabled with stepped Carrier-to-Noise Ratio (C/N) value [3].

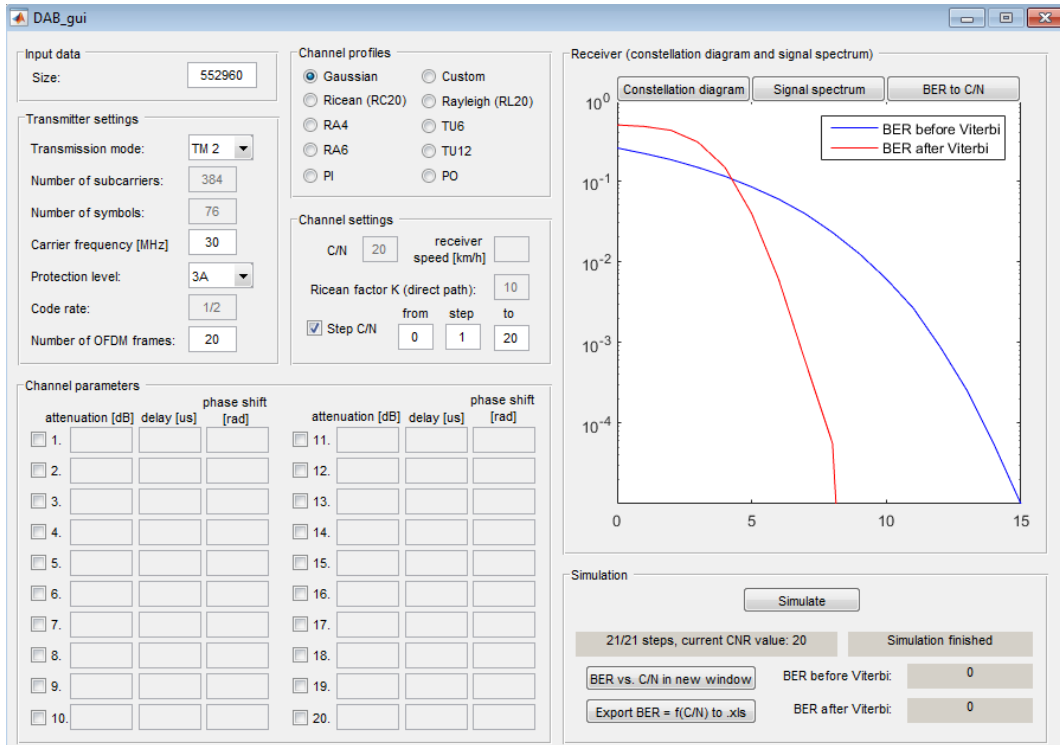


Figure 2: GUI window of the DAB program.

4 RESULTS

Simulations of the DAB transmission in the AWGN channel were performed to compare the BER on the C/N dependency with a DQPSK theoretical curve. The transmission mode of the DAB was set to TM II and the carrier frequency f_c of the signal was set to 30 MHz to achieve faster simulations. A resulting comparison is shown in Figure 3 [3].

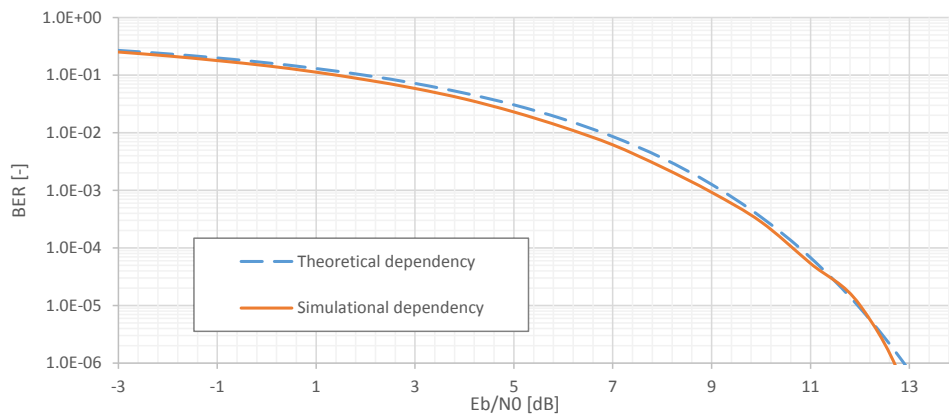


Figure 3: Comparison of theoretical and simulational BER performances of the DQPSK modulator

Multiple simulations were performed to compare all 8 profiles of the convolutional coder in the AWGN channel. The transmission mode was set to TM II and the center frequency to 30 MHz here as well. All the results are shown in Figure 4. It shows a higher protection for profiles 1A, 2A and 1B with lower code rates and a weaker protection for profiles 3B, 4A, 4B with higher code rates.

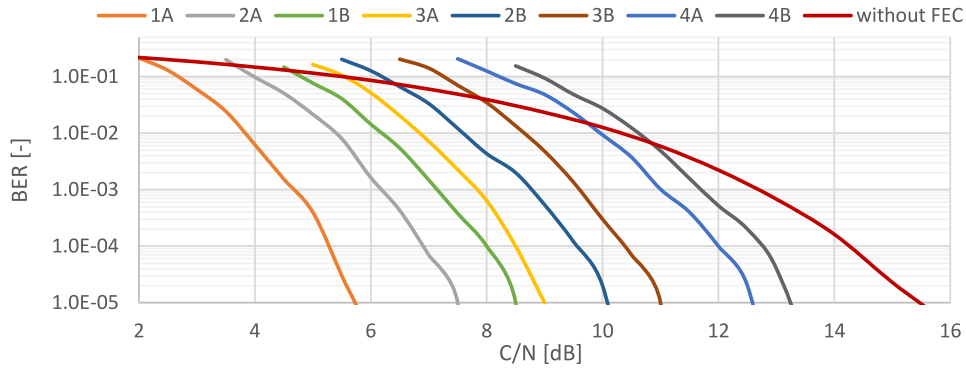


Figure 4: Comparison of error rates in all the FEC profiles 1A-4B and the uncoded transmission

A comparison of every transmission mode's purpose was done by performing simulations with varying modes in AWGN, RA4 and TU6 channels. Again, the carrier frequency was set to 30 MHz and the used FEC profile was 3A with a code rate of 1/2 in all three following scenarios.

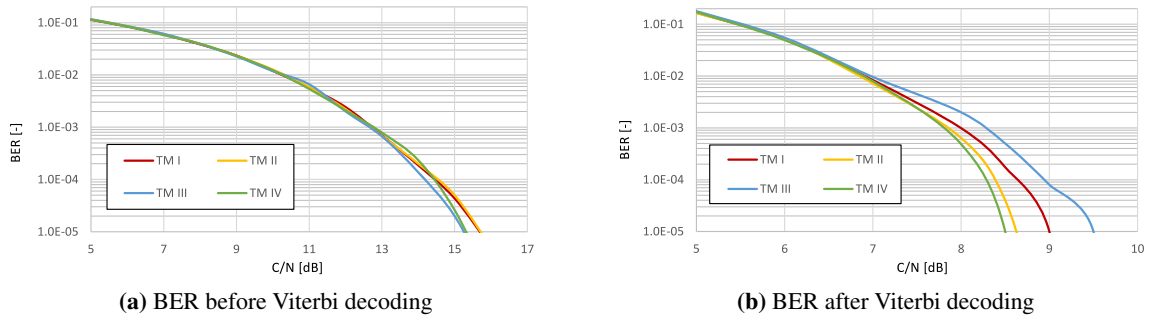


Figure 5: BER dependency on C/N ratio in AWGN channel

As can be seen from both graphs in Figure 5, the differences in the AWGN channel are not very significant. The difference in lower BER values can be caused by inaccuracies of BER calculated lower number of data samples.

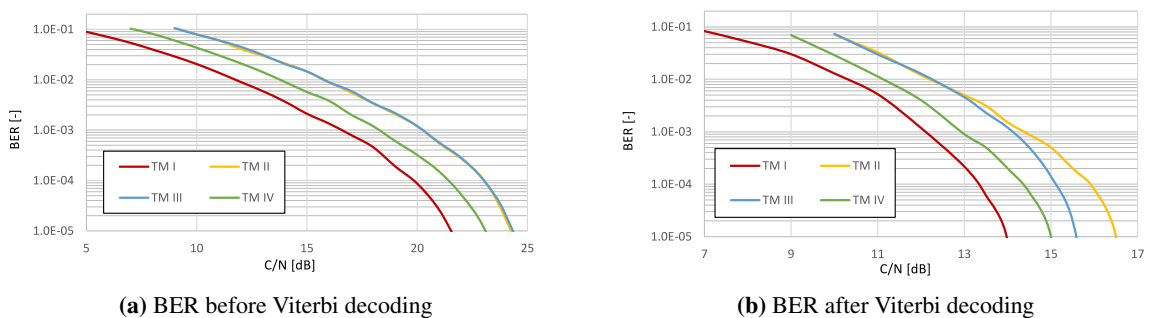


Figure 6: BER dependency on C/N ratio in RA4 channel

When comparing all the DAB transmission modes' performance in a Rural Area transmission channel RA4 (see Figure 6), modes with a higher number of OFDM subcarriers, such as TM I and IV, have lower error rates.

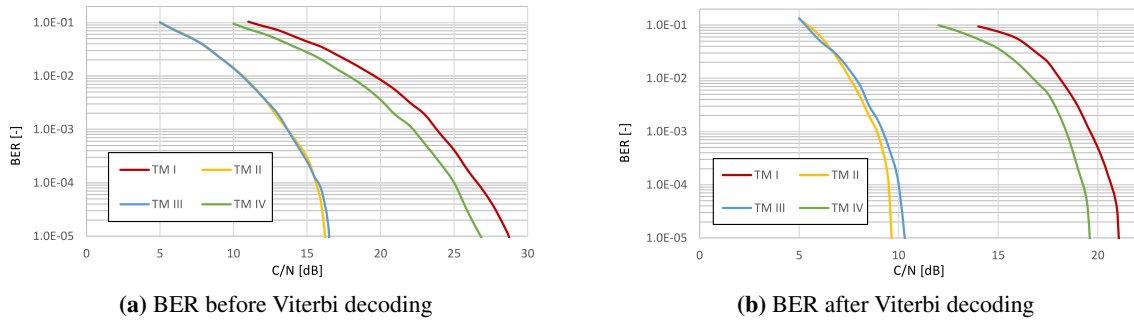


Figure 7: BER dependency on C/N ratio in TU6 channel

On the other hand, modes with a lower number of subcarriers (TM II and III) show signs of improvement in urban environments (TU6), as shown in Figure 7. Here, the spacing between subcarriers is wider, thus decreasing negative influence of narrowband fading, as opposed to modes I and IV.

5 CONCLUSION

The purpose of this paper was to introduce the simulation model of the DAB and the transmission channel. The whole DAB model along with the GUI was described. Several simulations were performed to verify the correctness of the model and to compare BER of all FEC profiles. Also, all four transmission modes were compared in noisy, rural and urban environments, verifying purpose of TM I for rural areas and TM II for urban areas. The model is meant to be used for simulations of Radio Frequency (RF) coexistence with other wireless standards, such as Digital Video Broadcasting-Satellite (DVB-S), mentioned in [5].

ACKNOWLEDGEMENT

This work was supported by the BUT project no. FEKT-S-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

- [1] Hoeg, W., Lauterbach, T., Digital Audio Broadcasting: Principles and Applications of Digital Radio, John Wiley and Sons Inc., New York, USA, 2007.
- [2] ETSI EN 300 401 V1.4.1 (2006-06). Radio Broadcasting Systems; Digital Audio Broadcasting (DAB) to mobile, portable and fixed receivers
- [3] Kresta, D.: Analýza přenosu mobilního digitálního rozhlasového vysílání: master thesis, Brno, Brno University of Technology, The Faculty of Electrical Engineering, Department of Radio Electronics, 2016. Supervisor: Tomas Kratochvil
- [4] Polák, L., Kratochvíl, T.: Simulation and Measurement of the Transmission Distortions of the Digital Television DVB-T/H Part 3: Transmission in fading channels. *Radioengineering*, vol. 19, no. 4, pp. 703-711, Dec. 2010.
- [5] Kresta, D., Polák, L., Kratochvíl T.: Coexistence between DVB-S/S2 and DAB Systems – A Special Coexistence Scenario, 2017 27th International Conference Radioelektronika, Brno, 2017, Accepted for publication.

SIMULATION AND MEASUREMENT OF MACH-ZEHNDER INTERFEROMETER

Milan Cucka, Pavol Salik

Doctoral Degree Programme (3), FEEC BUT, Doctoral Degree Programme (2), FEI STUBA

E-mail: xcucka00@stud.feec.vutbr.cz, pavol.salik@stuba.sk

Supervised by: Miloslav Filka

E-mail: filka@feec.vutbr.cz

Abstract: The paper focuses on simulation and measurement of Mach-Zehnder interferometer. This type of sensor is used as a distributed fiber optic sensor for sensing vibration, mechanical tension and temperature. Fiber optic sensors based on optical interferometry are now widely used, e.g. Sagnac interferometer in optic gyroscopes. Mach-Zehnder interferometer is used for measurement of transformers temperature. The article includes a simulation of interferometric systems in VPIphotonics simulation software and it also includes scientific notation of a signal and a short description of the used simulation systems.

Keywords: Fiber optic sensors, Mach-Zehnder interferometer, Simulations, VPIphotonics, Measurement.

1 INTRODUCTION

Nowadays, optic sensors are widely used for temperature sensing, mechanical sensing, pressure sensing or vibration sensing due to their physical properties. Optical sensors are resistant to high temperature, and also accuracy of the sensing vibrations and pressure is very good. These dynamic processes involve time-varying signals such as motor vibration, shift of the building structures and a walking person. It is necessary to monitor not only the position but also to accurately distinguish a received signal. That means processing the frequency of the signal from a few Hz to hundreds kHz, or tens of MHz. Classification of individual frequencies must be very precise. Commonly used systems are not able to classify vibration without complicated postprocessing and thus measurement cannot be processed in real time [1], [2].

Distributed optic sensors can be described just like hundreds of sensors spread along optical fiber. Resolution of this measurement can be in micrometers or many kilometers. There are two types of sensors: short type or long type. Distributed optical sensors must send information not only about measurement but also about location of environmental effect. Disadvantage of optical sensors is their high price. Thanks to new development the price has been constantly decreasing during last years. In recent years, most optical sensors have used a combination of several sensing principles. Most commonly used are backscattered systems based on Rayleigh or Brillouin scattering combined with any interferometric method (Mach-Zehnder interferometer, Michelson interferometer) [3], [4], [7].

The article describes the simulation of three types of interferometers MZI (Mach-Zehnder interferometer), MI (Michelson interferometer) and SI (Sagnac interferometer) for simulation the VPIphotonics software was used. To simulate optical sensors no appropriate software has been developed yet. VPIphotonics is mainly used for simulation of data networks. Many optical elements are prepared as optical fibers, lasers, couplers. But their function does not correspond to measurement [7].

Physical phenomena causing the change of the refractive index in optical fiber can be described as [1]:

$$\Delta\left[\frac{1}{n^2}\right]_{ij} = p_{ijkl}e_{ij} \quad (1)$$

where p_{ijkl} are Pockels coefficients or components of photoelastic tensor and then $\left[\frac{1}{n^2}\right]_{ij}$ are constants of refractive index ellipsoid.

Photoelastic tensor has only two independent components, they are described as: p_{11} a p_{12} and then e_{33} is relative extension of the optical fiber. We can also calculate the relative change in refractive index for polarized transverse modes [1].

$$\Delta\Phi = knL \left\{ e_{33} - \frac{n^2}{2} [(p_{11} + p_{12})e_{11} + p_{12}e_{33}] \right\}. \quad (2)$$

The sensitivity of optical fiber to the pressure can be described as [1]:

$$\frac{\Delta\Phi}{L\Delta p} = \frac{k_0 n}{Y} (1 - 2\sigma) \left[1 - \frac{n^2 (p_{11} - 2p_{12})}{2} \right], \quad (3)$$

where Y is Young's modulus of the flexibility, σ is Poisson's coefficient, P_{ij} is material coefficient of the optical fiber.

The sensitivity of optical fiber to the temperature can be described as [1]:

$$\frac{\Delta\Phi}{L\Delta p} = k_0 n \alpha_T + k_0 \left(\frac{\theta n}{\theta T} \right)_p, \quad (4)$$

where α_T is linear temperature coefficient expansion of the material which the optical fiber is made of.

2 MACH-ZEHNDER INTERFEROMETER

MZI uses a DFB (Distributed Feedback Laser) light source module and two fiber couplers. On the output of the coupler there are two light beams that are coupled into a fiber. The influence of the environmental effect on the fiber is to induce an optical path-length difference between two light beams. The first arm of the MZI is used for measurement and the second one is used for reference. The phase difference between two arms is measured on the output of the MZI. [1], [7].

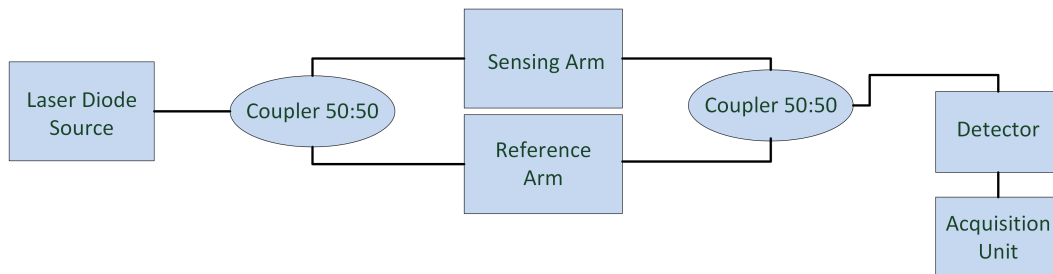


Figure 1: Block model of Mach-Zehnder interferometer

3 SIMULATION SETUP

Simulation in VPIphotonics software consists of two parts, the first part is transmission part which is made from DFB laser CW. Laser operates on wavelength of 1550 nm with power 3 mW and coherent length of 5 MHz. Light is coupled into two arms of interferometer and a signal is divided in ratio 50/50 by a coupler. Our testing optical path consists of 10 m optical fiber without amplifiers. We use commonly used optical fiber G.652.D. The route that is used for simulation simulates the actual effects that may arise on the optical fiber, it is mainly the dispersion and the Raman scattering. On one arm of the interferometer, time delay block which simulates vibration or temperature is inserted. In measurement influence of vibration is classified as a phase change difference between sensing and reference arm of the interferometer. Then the signal is merged in output coupler 50/50. The second part is a receiving part which consists of signal processing.

Basic parameters of simulation model:

- laser wavelength: 1550 nm,
- laser coherent length: 3 MHz,
- laser output power: 3 mW,
- couplers 50/50 with attenuation 3.3 dB,
- 10 m of optical fiber G.652D with attenuation 0.25 dB/km,
- power meter.

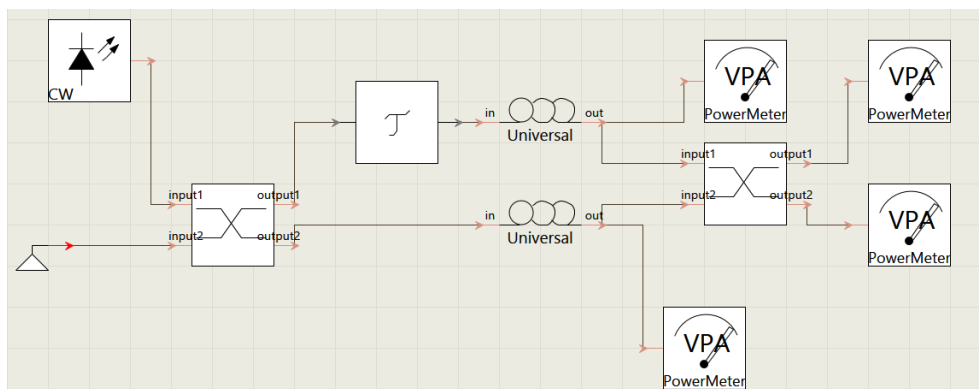


Figure 2: Simulation model of Mach-Zehnder interferometer in VPIphotonics

The simulation results show that the optical coupler used in the simulation does not work similarly as real coupler in measurement. The Couplers in VPIphotonics are set for use in telecommunication applications, not for optical sensing. The coupler only divides power from the laser [7]. If we measure output power on the arms of the first coupler in Figure 2 signal is divided 50/50 that mean 1.5 mW on each arm of the first coupler. On the output of the second coupler is signal merged from both arms to the one output arm of the MZI.

Output power of the first coupler:

- 1.5 mW,
- 1.5 mW,

and the second coupler:

- 0 mW,
- 1.1943 mW.

4 MEASUREMENT SETUP OF MZI

Our measurement model consists of laser diode Alcatel A-1905 LMI which works on wavelength 1550.75 nm with power 3 mW. Model also consists of two 50/50 optical couplers with attenuation 3.3 dB and 10 m of optical fiber G.652D. On the outputs of the couplers there are EXFO FPM-600 power meters. Basic parameters of measurement model:

- laser wavelength: 1550.75 nm,
- laser coherent length: 3 MHz,
- laser output power: 3 mW,
- couplers 50/50 with attenuation 3.3 dB,
- 10 m of optical fiber G.652D with attenuation 0.25 dB/km,
- power meter.

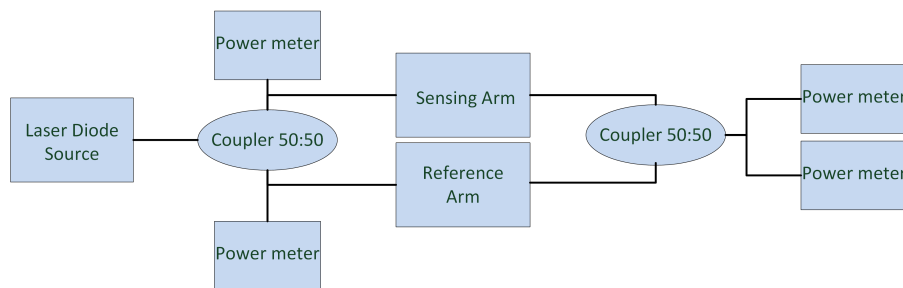


Figure 3: Measurent model of Mach-Zehnder interferometer

If we compare simulation and measurement model we can see differences in output power of the second coupler in both models. While manufacturing couplers, 10 % percent output power tolerance is taken into account. This fact confirms our measurement. If we measure power of the first coupler, output power is 1.476 mW, in simulation output power is 1.5 mW. On the output of the second coupler in simulation signal is merged from both arms to the one output arm of the MZI. That means that there is 0 mW on the first arm and 1.12 mW on the second arm. This is the ideal state of the Mach-Zehnder interferometer in VPIphotonics simulation software. [1] In the real measurement we are not able to do this, because both arms of the interferometer are influenced by phase change which is caused by physical effects on the interferometer. In measuring we are not able to provide the ideal condition for a reference fiber, it is constantly influenced by sensing fiber.

Output power of the first coupler:

- 1.476 mW,
- 1.484 mW,

and the second coupler:

- 0.14 mW,
- 0.68 mW.

5 CONCLUSION AND FUTURE WORK

The article showed simulation setup in VPIphotonics software which describes Mach-Zehnder interferometer. Simulation setup in VPIphotonics shows MZI and output power measurement. The further results of the simulation are compared with the measurement. The measurement results show that the simulation model of the interferometer does not match the tested model. The article also includes equations which describe the influence of vibration, temperature and other physical phenomena to optical fiber. The future work can be simulation and measurement of Michelson interferometer which confirms or disproves differences between simulation and measurement of another type of interferometer.

REFERENCES

- [1] E. Udd, "Fiber optic sensors: an introduction for engineers and scientists, 2nd ed." *Hoboken: Wiley*. ISBN 978-0-470-12684-4. 2011.
- [2] T. Zhu, Q. He, X. Xiao, X. Bao, "Modulated pulses based distributed vibration sensing with high frequency response and spatial resolution," *Optics Express*, vol. 21, no. 3, pp. 29–53. 2013.
- [3] Y. Muanenda, C. Oton, S. Faralli, F. D. Pasquale, "A cost-effective distributed acoustic sensor using a commercial off-the-shelf DFB laser and direct detection phase-OTDR," *IEEE Photonics Journal*, vol. 8, no. 1, pp. 1–10, 2016.
- [4] S. Huang, W. Lin, M. Tsai, M. Chen, "Fiber optic in-line distributed sensor for detection and localization of the pipeline leaks," *Sensors and Actuators*, vol. 135, no. 2, pp. 570–579. 2006.
- [5] Y. Shi, H. Feng, "Distributed fiber sensing system with wide frequency response and accurate location," *IEEE Sensors Journal*, vol. 77, no. 3, pp. 219–224. August 2015.
- [6] Herve C. Lefevre, "The fiber-optic gyroscope, 2nd ed." *USA: Artech House*. ISBN 16-080-7695-4. 2014.
- [7] P. Münster, J. Vojtěch, T. Horváth, O. Havliš, P. Hanák, M. Čučka, M. Filka, "Simultaneous transmission of distributed sensors and data signals," *In 39th International Conference on Telecommunications and Signal Processing*. ISBN 978-1-5090-1287-9. 2016

QUALITY OF SERVICE IN DIGITAL VIDEO BROADCASTING IN CZECH REPUBLIC

Jan Kufa

Doctoral Degree Programme (3), FEEC BUT

E-mail: xkufaj00@stud.feec.vutbr.cz

Tomas Kratochvil

E-mail: kratot@feec.vutbr.cz

Abstract: The aim of this paper is to explore the quality of services in Digital Video Broadcasting (DVB). This work is focused on long-term measurement of individual DVB standards. Program ČT 24 is selected for more detailed analysis. There is monitored bitrate and video quality on this program. Measurement is made on the DVB-T/S/S2 standards. The study of quality in DVB systems, which are available in the Czech Republic until 1. March 2017, was the motivation for this research. After this date broadcasting will start in DVB-T2.

Keywords: DVB-T, DVB-S, DVB-T2, DVB-S2, Video Quality

1 INTRODUCTION

Nowadays, the research and development in multimedia systems can be divided into several areas, video broadcasting and unicasting. Systems DVB-T/S/C are used for broadcasting and now already their second generation. This generation is labeled as: DVB-T2/S2/C2. For unicast and IPTV (Internet Protocol Television) there can be used the classical IP internet networks, peer to peer networks (P2P) or cellular networks (LTE). Description of DVB-T and DVB-T2 performance in fixed terrestrial TV channels can be found in [1]. Article [2] is focused on the measurement of DVB-S and DVB-S2 parameters. To provide cost effective and profitable broadband services, next generations of DVB systems must apply new technologies in equipment and design of communication payload.

At present, there is the boom of watching online videos, but watching traditional TV is not on the decline. As it can be seen in Table 1, time of watching TV has grown up in recent 5 years by 18 minutes [4].

Year	Time of watching TV
1/2017	4:20 / per day
1/2016	4:17 / per day
1/2012	4:02 / per day

Table 1: Average time of watching television per day [4].

Penetration of distribution platforms in the households in the Czech Republic is presented by Figure 1. Digital Terrestrial Television (DTT), which consist DVB-T and DVB-T2, has the highest penetration. Satellite television (SAT) DVB-S/S2 and television over cable (CATV) or Internet Protocol television (IPTV) has similar penetration. Analog television (ATV) was disabled in the end of 2012.

In these days (1. march 2017) it was officially launched broadcasting in standard DVB-T2. This broadcast is now available only from two transmitters nearby the Prague. Penetration of DVB-T2 signal since first march 2017 has been 25 % of people [4]. Coverage of landscape to this date can be seen in Figure 2.

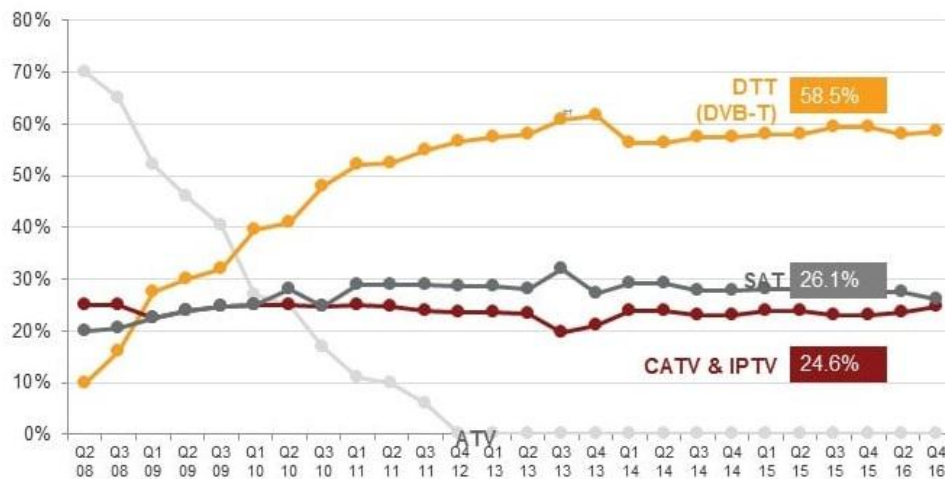


Figure 1: Penetration of distribution platforms on all TV receivers in the households [4].

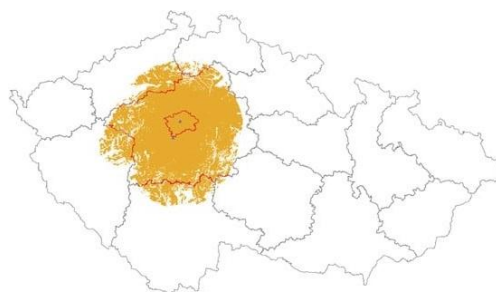


Figure 2: Current coverage of the DVB-T2 network [4].

In our experimental measurement, there was measured average bit rate for the TV program ČT 24 continuously 24 hours. Multiplex throughput is determined by various parameters of the physical layer. On the other hand, provider adjusts a number of streams (TV programs). Each program in the multiplex has a different bit rate, according to the requirements of the provider. He can offer more programs in poorer quality or fewer programs in the better quality. Table 2 shows the parameters of the individual standards which were measured.

Implementation	DVB-S	DVB-S2	DVB-T
Modulation scheme	QPSK	8PSK	OFDM 8K
Transmission capacity of the multiplex [Mb/s]	38.0	51.0	19.9
Code rate	7/8	3/4	2/3
Average bitrate of the ČT 24 program [Mb/s]	2	4	3

Table 2: Parameters of used DVB standards.

2 EXPERIMENTAL SETUP

The connection of measuring equipment is shown in Figure 3. In the first stage there is received DVB-S signal amplified by LNA (Low Noise Amplifier). Thereafter signal is transferred in first satellite inter-frequency to DVB-S receiver "Katrein MSK-33". In the next stage, there is signal transferred via TS parallel to the Digital Video Measurement System "R&S DVM 400". The DVB-T signal is received by the second "R&S DVM 400". In the final stage of the diagram, there is "R&S DVQ", which measures the video quality of decoded video signal. Description of the video metrics used by "R&S DVQ" is in chapter III. Measurement was carried for all platforms succes-

sively. It means three consecutive days. The reason was that we have available only one quality analyzer.

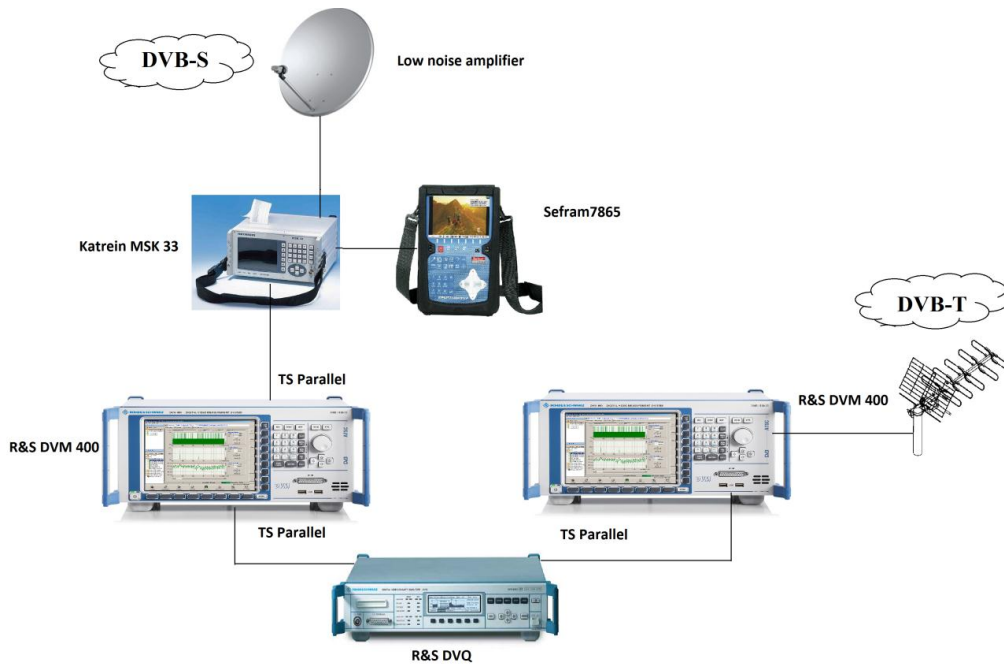


Figure 3: Block diagram of measuring instruments.

The physical layer of DVB-S and DVB-S2, illustrated by constellation diagrams, is shown in Figure 4. As it can be seen in this picture, DVB-S uses QPSK (Quadrature Phase-Shift Keying) modulation. Current standard DVB-S2 uses 8PSK modulation. These constellation diagrams are from the device “Sefram 7865”.

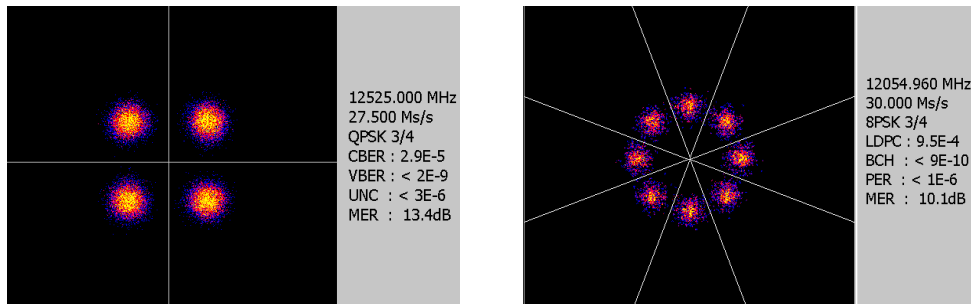


Figure 4: Constellation diagrams of DVB-S and DVB-S2.

3 USED VIDEO QUALITY METRIC

The basic metric of a Digital Video Quality Analyzer for calculating the quality of coded video sequences is the quality DVQL-U (Digital Video Quality Level - Unweighted). DVQL-U is used as the absolute value for the existence of blocking type interference patterns within an original frame. In contrast to DVQL-W (Digital Video Quality Level - Weighted), DVQL-U is a direct measure of these blocking types of interference. Depending on the original frame, however, the test value is not always correlated with the impression of the quality of a subjective test. To bring the objective quality closer to the subjective quality, other quantities in the video must also be taken into consideration. These are the Spatial Activity (SA) and the Temporal Activity (TA). This is because SA, TA can make blocking structures invisible, they can mask them. These artifacts are then not seen by the human eye [3]. The DVQL-W metric was chosen because of the best corresponding to a subjective test.

4 EXPERIMENTAL RESULTS

The measurements were carried the entire day, i.e. 24 hours. The measurement was performed on program ČT 24. It is unencrypted and there can be measured video quality. Figure 5 shows the data flow of bit rate for TV program ČT 24 during twenty-four hours. The violet line is the average value of bit rate for 24 hours. Blue line indicates average values per hour. The yellow bar graph shows the maximum and minimum of the bitrate. The same description is for the video quality in Figure 7-9. As it can be seen in Figure 5, bitrate of one video stream is variable. The difference is about 10 %. The maximum bit rate is approximately 80 % higher than the average value of bitrate. The maximum bitrate is constant for DVB-S. In DVB-T, it is changing over the time.

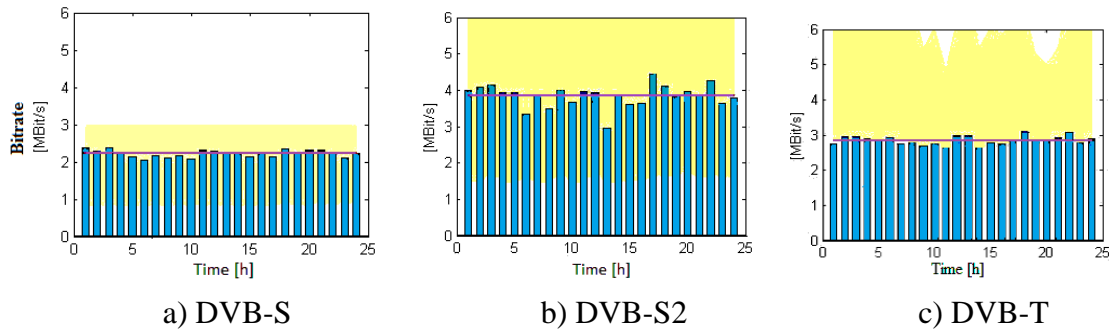


Figure 5: Average bitrate for program ČT 24 in standards: a) DVB-S, b) DVB-S2, c) DVB-T.

As it can be seen in Figure 6, it is possible to transmit several video streams in one multiplex. These diagrams are from the device “R&S DVM 400”. For DVB-T, it is four to five programs in the SD resolution. For the satellite version of DVB, it is more than ten programs. The number of streams would be roughly half if there are used programs in Full HD resolution. The number of programs in one multiplex depends on the provider. It must be mentioned that the sum of all data flows must be less or equal to the total throughput of the multiplex.

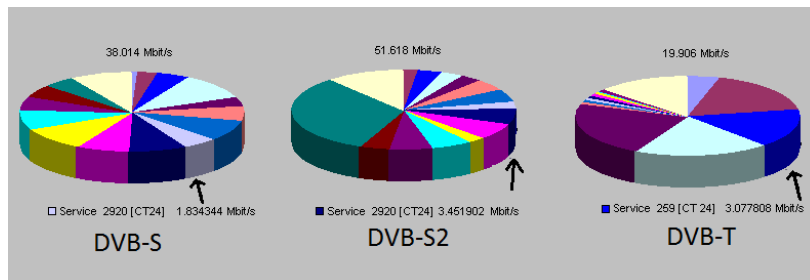


Figure 6: Allocation of bitrates for each program in standards DVB-S, DVB-S2 and DVB-T.

As it can be seen from figure 7-9, video quality is changing over the time. When figures 5a and 7 are considered it can be concluded that quality responds to bitrate. Distribution of DVQL-W quality over the duration is in figure 7b. From the histograms of the time of occurrence of the video quality, it is obvious that the most common value of the quality is 89 % for DVB-S2, 84 % in case of DVB-T and 80 % for DVB-S.

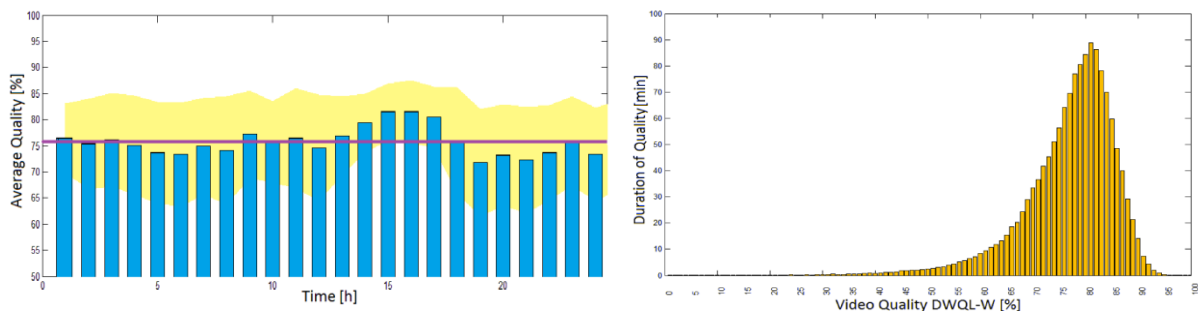


Figure 7: Standard DVB-S a) Average quality in 24 hours b) Duration of video quality.

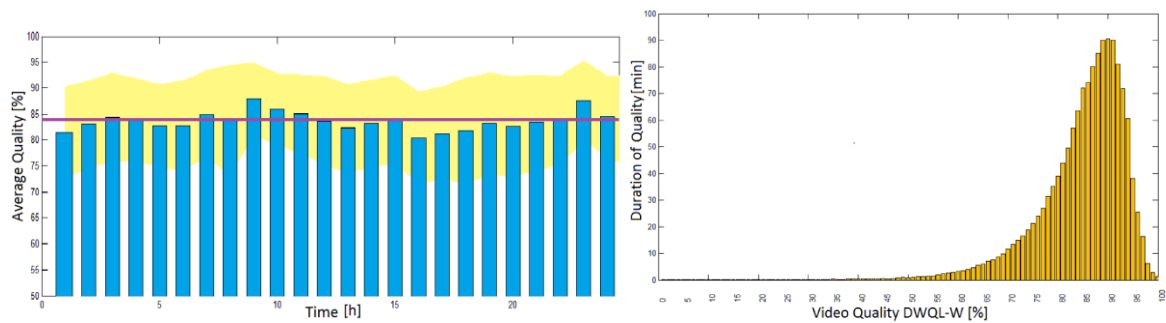


Figure 8: Standard DVB-S2 a) Average quality in 24 hours b) Duration of video quality.

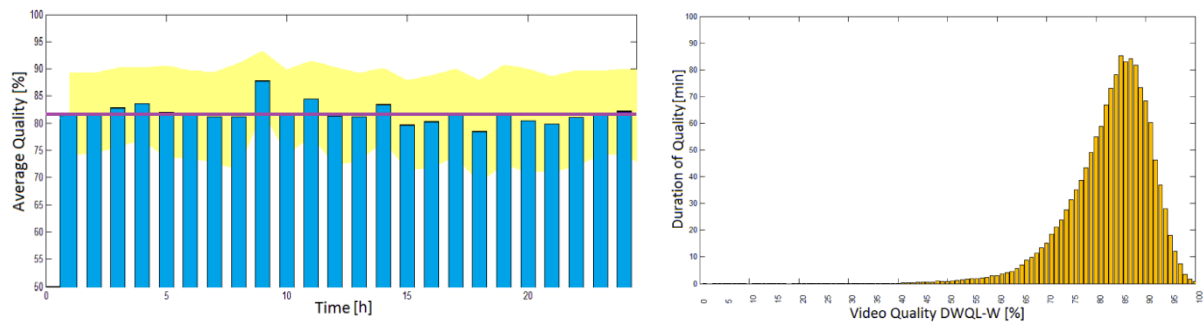


Figure 9: Standard DVB-T a) Average quality in 24 hours b) Duration of video quality.

5 CONCLUSION

In this work, there is explored the current quality of services in DVB systems in the Czech Republic. From the results, it is possible to determine, that the highest transmission rate is in the DVB-S2. This corresponds to the highest video quality in this system. The provider has allocated a certain bandwidth that is used according to his requirements. The provider may have a lot of programs in poor quality, or a few programs with higher quality.

ACKNOWLEDGEMENT

The research described in this paper was financed by the Czech Ministry of Education in the frame of the National Sustainability Program under grant LO1401. The research published in this submission was financially supported by the Brno University of Technology Internal Grant Agency under project no. FEKT-S-17-4426. For research, the infrastructure of the SIX Center was used.

REFERENCES

- [1] Polak, L. and Kratochvil, T.: "DVB-T and DVB-T2 performance in fixed terrestrial TV channels," in Proceedings of 35th International Conference on Telecommunications and Signal Processing (TSP), Prague (CZ), 2012, pp. 725-729. doi: 10.1109/TSP.2012.6256392
- [2] Malarić, K. Suć, I. and Bačić, I.: "Measurement of DVB-S and DVB-S2 parameters," in Proceedings of 23rd International Conference on Software, Telecommunications and Computer Networks (SoftCOM), Split (HR), 2015, pp. 160-164. doi: 10.1109/SOFTCOM.2015.7314105
- [3] Rohde&Schwarz. Digital video quality analyzer DVQ. Operating manual. Munich, 1999/05-20
- [4] České Radiokomunikace, Start vysílání DVB-T2, Available from: <http://www.digizone.cz/clanky/prezentace-ceskych-radiokomunikaci-ke-vcerejsimu-spusteni-prechodove-dvb-t2-site/>

RETRO-REFLECTIVE VLC FOR INTERNET OF THINGS

Lukas Janik

Doctoral Degree Programme (1), FEEC BUT

E-mail: xjanik12@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Lucie Hudcova

E-mail: hudcova@feec.vutbr.cz

Abstract: This article aims at utilization of retro-reflective Visible Light Communication (VLC) in Internet of Things (IoT). VLC presents great potential in terms of possible communication bandwidth, transmitter localization, spectral, power and spatial efficiency and more. In the article, the basic retro-reflective communication itself is introduced and compared to common VLC and RFID systems. The power balance is explained, with emphasis on crucial parameters of the link. The final part discusses motivation for use of retro-reflective communication in IoT.

Keywords: Optical Wireless Communication, Visible Light Communication, Retro-reflection, LiFi, Internet of Things

1 INTRODUCTION

Internet of Things (IoT) is a network of networks of smart embedded devices. Those devices could be either fully autonomous (sensors) or a part of more complicated systems. Its role on the market is growing stronger, thanks to fast evolution and price drop of embedded devices. Gartner, the known information technology research and advisory company, predicts that the IoT will include 26 billion units installed by 2020 [7].

The purpose of IoT is to enable remote access to everyday devices to control them, to read their identity, to harvest statistical or sensor data or to enable communication between each of them. The trend is to connect as much devices as possible, to create global network of embedded devices, to enable remote control above everything. An example - smart home: indoor and outdoor temperature sensors and heating control connected to the network, allowing remote control and monitoring e.g. on vacation. A fridge, automatically sending a message or even placing an order when some food runs out, smart flowerpots and so on. Possible use cases of IoT are also in industry (e.g. smart storage), automotive (e.g. smart traffic signs) and others.

The great expansion of LEDs caused that most of today's light sources (indoor and outdoor lamps, car lamps, torches etc.) are based on this technology, making them much more energy-efficient and well suitable for modulation and information transfer. This assumption is utilized in VLC systems, e.g. LiFi (Light Fidelity) [3],[4]. This article aims at point-to-multipoint optical wireless communication, with passive retro-reflective transceiver.

2 RETRO-REFLECTORS

Optical retro-reflector (illustrated in Figure 1) is object or device which reflects incident beam back to (and only to) the direction of the transmitter. The reflected beam should be parallel to the incident one, the reflection should cause minimal directional deflection and loss. Retro-reflectors are utilized in everyday devices around us, e.g. in form of safety reflective materials, for aiming or distance measurement and for optical communication [1],[3].

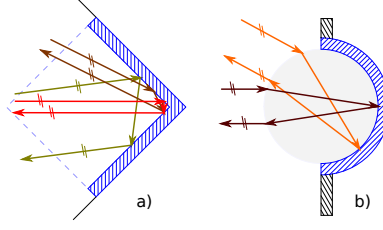


Figure 1: Retro-reflector: common shapes. a) Corner-cube retro-reflector b) Spherical retro-reflector (cat's eye). The sphere is from material with higher refractive index.

3 RETROREFLECTIVE COMMUNICATION

This article introduces two transceiver types - an active transceiver, which is able either to transmit and receive modulated optical beam, and a passive transceiver, which is able to receive modulated optical beam and to reflect and modulate incident optical beam back to its origin.

The active transceiver is assumed to be a complex device, with source of light (LED) and a photodetector. The data are being modulated onto the emitted light (optical carrier), the signal is then detected on photodetectors of remote devices (passive transceivers). This data flow is called downlink and works very similarly to LiFi [4]. The passive transceiver's response is modulated onto the incident optical carrier either by letting the incident beam to hit the retro-reflector and to bounce back (logical "1") or by masking the beam (logical "0").

3.1 POWER BALANCE

In downlink, the transmitted beam travels by environment and suffers from path loss L_p . L_p introduces losses caused by beam divergence which are dependent on the beam profile [6]. Those losses are proportional to the second power of the distance between transmitter and receiver. On receiver, the incident beam is also affected by receiving optical system (if present) and coupling to the photodiode.

In the uplink, the optical beam travels to the retro-reflector, gets reflected and travels the same way back. It is thus travels twice as long distance than in the downlink and is twice affected by the propagation loss L_p . The total propagation loss is thus proportional to the fourth power of the distance between the transmitter and the receiver. The uplink introduces retro-reflector losses L_{rr} , which summarize attenuation caused by retro-reflector in "ON" state. They consist of mirror losses and optionally insertion loss (translucence) of the shutter. The retro-reflector losses are often expressed by retro-reflector efficiency, which is dependent on the retro-reflector construction. The efficiency of corner cube retro-reflector is about 35% [5], caused by manufacturing imperfections and limited reflectivity of the reflective layer.

The amount of received optical power at photodetectors of both transceivers is proportional to the effective area of the photodetector A_{eff} . The effective area of the photodetector is proportional to the angle between the normal vector of the photodetector and the incident beam, ψ . The dependency can be improved by use of optics (concentrator) in front of the photodetector, focusing the optical beam to the photodetector [8]:

$$A_{eff} = \begin{cases} AT_s(\psi)g(\psi)\cos(\phi), & 0 \leq \psi \leq \Psi_c \\ 0, & \psi > \Psi_c \end{cases} \quad (1)$$

$T_s(\psi)$ is the transmission function of the optical filter, $g(\psi)$ is the gain of the concentrator, with half-angle of operation (field of view, FOV) Ψ_c . The gain of the concentrator is dependent on refractive

index of the material and its FOV. The narrower the FOV is, the more effective the concentrator will be. Figure 2 shows the relative effective area of the photodetector as a function of incident beam angle.

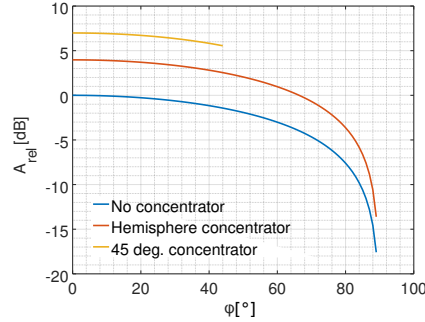


Figure 2: Relative effective area of the photodetector as a function of angle between incident beam and the normal of the photodetector surface.

To evaluate the power conditions of the link, the knowledge of the transmitted beam is essential. The profile of the transmitted beam is often modeled with use of generalized Lambertian radiant intensity R_o :

$$R_o = \frac{m+1}{2\pi} \cos(\phi)^m \quad (2)$$

The order m depends on the transmitter semi-angle $\phi_{1/2}$:

$$m = -\frac{\ln(2)}{\ln(\cos(\phi_{1/2}))} \quad (3)$$

The propagation loss of the single path can then be evaluated as following [8]:

$$L_p = \begin{cases} -10 \log\left(\frac{A}{d^2} R_o(\phi) g(\psi) T_s(\psi) g(\psi) \cos(\psi)\right), & 0 \leq \psi \leq \Psi_c \\ \infty, & \psi > \Psi_c \end{cases} \quad [dB] \quad (4)$$

Figure 3 illustrates the simulation of path loss as a function of distance between the transmitter and the receiver for incident angles of 0° and 30° . The downlink is modeled by Lambertian beam (divergence of 60°), a photodetector with active surface of 5 mm^2 and a glass hemispherical receiving optics with refractive index $n = 1,58$. The path loss of uplink channel is a sum of path loss of downlink and ascendant path loss with reflected beam with divergence of 15° .

3.2 PASSIVE TRANSCIVER

Passive transceiver is on the remote part of this system. Its simplified block scheme is illustrated on Figure 4.

The incident beam is processed in parallel both in the receiving and the transmitting circuit. The sensitivity of the receiving circuit is not as crucial as for active transceiver since the incident beam is of higher intensity. Since the device itself does not emit anything, its power consumption can be very low, depending on the modulated retro-reflector (MRR) modulation principle and digital processing front-end. By use of solar cells, the device can be even fully solar-powered. It is a matter of compromise between device power and size.

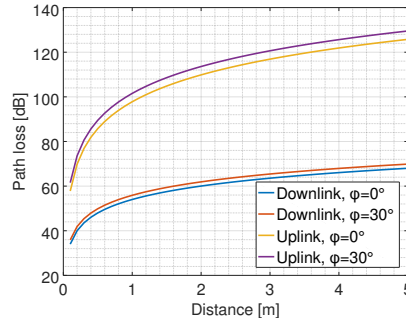


Figure 3: Path loss of the uplink and downlink channel for incident angle of 0° and 30° .

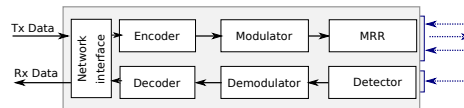


Figure 4: Passive transceiver block scheme. Incident beam hits either the retro-reflector and the photo detector. The receiving circuit is not symmetric and does not utilize any optical nor electrical radiator.

4 RETROREFLECTIVE VLC IN IOT

Optical communication brings several ideas making IoT devices even more accessible. There are many devices around us, which can be used as an active transceiver without any hardware modification. Most nowadays smart phones contain a camera and a LED “flash”, these are thus great adepts to take role of mobile active transceiver. In automotive, cars contain onboard camera to record the traffic in case of an accident or to control the matrix beam system, headlamps are moving to LED technology. This opens the door to VLC in car to car communication.

4.1 SECURITY

With control and sensor devices being connected to the global network, one is exposed the risk of being attacked. By infiltrating the network, an attacker could either gain control e.g. over the home automation or gather sensitive data and abuse them.

Since the visible light is well absorbed by opaque objects, its range is limited only to one room - that one the light was originated in. For sniffing this communication, the attacker is able to listen the downlink communication with visual contact with the active transceiver. In retro-reflective communication, the uplink channel is additionally narrowed, reducing the sniffable camera to narrow cone around the connecting line between the two communicating devices.

4.2 LOCALIZATION

The active transceiver with matrix photodetection (camera) gains the ability to localize and distinguish opposite transmitters. This can extend augmented reality systems - just by opening the camera application on the smart phone, user could be for example able to read the state of charging of laptop by pointing the camera on it, WiFi access points can share their SSID etc.

5 CONCLUSION

This article introduces the retroreflective optical communication with its benefits and disadvantages for IoT. Possible system design of retroreflective communication link for IoT is presented and dis-

cussed. The power balance of retroreflective channel is described and simulated.

The retroreflective communication puts together spectral and spatial benefits of VLC communication and minimal power consumption of passive retroreflective transceivers. The power consumption makes it suitable for simple autonomous metering devices and general IoT applications, with limited communication range. This article shows, that the application is limited by critical angle of the retro-reflector, not exceeding 45° . The FOV of optical receiving optics thus can be narrowed, leading to higher power margin. The path loss of uplink limits the use of retro-reflective communication either for short-range communication or communication with powerful optical sources (car headlamps).

ACKNOWLEDGMENT

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.

Herein described research was also financed by project FEKT-S-17-4707 (“Návrhy nových funkčních bloků a algoritmů pro moderní komunikační systémy”).

REFERENCES

- [1] Zhou,L.,Kahn,M.,Pister,J.:Journal of Microelectromechanical Systems vol. 12: Corner-cube retroreflectors based on structure-assisted assembly for free-space optical communication, p. 233–242, 2003.
- [2] Li,J.,Liu,A.,Shen,G.,Li,L.,Sun,C. and Zhao,F.: Retro-VLC. In: Proceedings of the 16th International Workshop on Mobile Computing Systems and Applications - HotMobile '15. New York, New York, USA: ACM Press, 2015,p. 21-26.
- [3] Ayyash,M.,Elgala,H.,Khreishah,A. et al.:Coexistence of WiFi and LiFi toward 5G: concepts, opportunities, and challenges. IEEE Communications Magazine [online]. 2016, 54(2), 64-71.
- [4] Haas,H.,Yin,L.,Wang,Y. and Chen,Ch.. What is LiFi? Journal of Lightwave Technology [online]. 2016, 34(6), 1533-1544.
- [5] Schultz,P.,Cumby B. and Heikenfeld,J.:Investigation of five types of switchable retroreflector films for enhanced visible and infrared conspicuity applications. Applied Optics [online]. 2012, 51(17), 3744-.
- [6] Majumdar,A. K.:Modulating Retroreflector-based Free-space Optical (FSO) Communications [online]. p. 243.
- [7] Saha,H. N.,Mandal,A. and Sinha A.:Recent trends in the Internet of Things. In: 2017 IEEE 7th Annual Computing and Communication Workshop and Conference (CCWC) [online]. IEEE, 2017, p. 1-4.
- [8] Kahn,J.,Barry,J.:Wireless infrared communications. Proceedings of the IEEE. 1997, DOI: 10.1109/5.554222.

ORIGIN AND ELIMINATION OF INTERFERENCE RESULTING IN COEXISTENCE OF LTE, DVB-T AND SDARS

Bohumil Novotny

Doctoral Degree Programme (4), FEEC BUT

E-mail: novotny.bohumil@phd.feec.vutbr.cz

Supervised by: Vladislav Skorpil

E-mail: skorpil@feec.vutbr.cz

Abstract: The article deals with emergency of interference on newly licensed frequencies for communication in NGA 4G LTE networks, which are the source of interference with radio and television broadcasters and serves to raise awareness about the problem of interference in access networks. The article deals with the sources of interference to the licensed bands, their origins and finally provides theoretical and applied possibilities of technical solutions interference between licensed bands.

Keywords: Interference, DVB-T, LTE, SDARS

1 INTRODUCTION

Every day in our lives we use communication technologies that can utilize different methods of data transfer which are using wireless transmission. Wireless transmission has become thanks to a broad spectrum usage a type of a tradable exhaustible commodity regulated by relevant authorities in each country. Authorities in all countries recognize a reality exhaustibility frequency bands and regulate it, manage and provide exclusive use of companies who buy these frequency bands or lease a license for the operation of communications services in the frequency domain.

In the system of frequencies allocation, an abnormal situations may be experienced. One of them is the interference between appropriated bands. Although the Authority guarantees the allocated band of frequencies, their interference in border areas may occur. The aim of this article is to analyze the concrete situation created on the example of satellite radio, Sirius Radio and XM Radio on SiriusXM later linked or even SXM and 4G networks in the US operated by local operators and suppliers of mobile network equipment.

The problem of interference in the frequency spectrum affects also the Czech Republic. Therefore the second part of the article is devoted to analysis of similar problem as interference frequency bands. In the Czech Republic when 4G LTE has been applied, the problem with interference affected primarily the provision of digital terrestrial DVB-T, which is operated as a free of charge service.

2 THE CURRENT STATE

Due to the massive expansion of mobile networks and their use by customers, in congestion situations it was necessary to add more carrier frequency bands in the selected zones. As suitable carrier frequencies seemed to be those around 2.3 GHz, classified into group WCS (Wireless Communication Services). In our case, a part of the operators acquisition were the frequencies from 2305 MHz to 2015 MHz for sending data and the frequencies from 2350 MHz to 2360 MHz for downloading data in the USA. Organization 3GPP indicates these frequencies as a zone 30 or B30. The granted frequencies are supervised by the US FCC (Federal Communications Commission). To launch 4G

networks in these frequencies US FCC commissioned conditions which should be met in accordance with the neighboring frequencies.

However, at frequencies intended to download data, interferences leading to a weakening of the satellite radio signal SDARS (Satellite Digital Audio Radio Service) has appeared on the border between upper carrier frequency SDARS and lower support frequencies of 4G mobile networks REAG (Regional Economic Area Grouping). Specific problems were detected on frequencies used by satellite radio – Sirius Radio – operating at a bandwidth from 2320MHz to 2333MHz, and XM Radio operating at a bandwidth from 2333MHz to 2345MHz. The problem has shown a very weak distance of a useful signal from noise. Operators are trying to solve the interferences by changing the tilt of antennas and by adjustments of transmitter’s power. Transmitter’s power adjustments of mobile access points are based on a mathematical definition of the effective signal distance S_n from the sum of the interference signals I_n and distortion of surrounding signals interfering carrier frequency σ_n , e.g. multipath propagation of the signal [1].

$$SINR_n = \frac{S_n}{I_n + \sigma_n} \quad (1)$$

Where:

$$I_n = \sum_{i=1, i \neq n} I_{ni} \quad (2)$$

A result of a lack of effective signal distance from noise and distortion is weak reception of satellite radio broadcasters in the nearby access points, fourth-generation networks. In connection with interference, impact on AMT (Aeronautical Mobile Telemetry), operating in the frequency range 2360MHz to 2395MHz, was investigated. Broadcasting conditions are supervised by AFTRCC (Aerospace and Flight Test Radio Coordination Council).

In the Czech Republic, the local regulator CTU is responsible for the situations when there is interference between the antennas of the particular technologies. CTU verifies the individual case of interference, based on reports from end users. According to the project Open Data managed by CTU, over 2,000 cases of interference were reported between January and June 2016.

In the Czech Republic broadband antenna preamplifiers are mainly used. They are directly applied to the antenna sectors. Due to integration of the antenna preamplifiers directly into the antenna sectors it was reached of redundancy selective elements, resistance to overload has increased and sectors increased the transmission power. On the other hand disturbing intermodulation products has appeared. They are blocking frequency bands and cause a cross modulation. Stated negative effects were intensified by previously installed analog amplifier with a high profit. These facts have resulted in more significant degradation of the transmitted and received signal.

At the present time Czech Republic uses version C2 for the digital television terrestrial broadcasting. Among the significant parameters of version C2 belong the number of OFDM carrier frequencies set to 8k, 64QAM modulation, code rate 2/3, degree of protection error correction code RS (188, 204, 8), guard interval 1/4 serving primarily to eliminate multipath signals and the useful transport stream 19.91 Mbit/s. When measuring the level of useful signal are in the Czech Republic monitored parameters of the standard CSN EN 60728-1. In cases when CTU receive a complaint because of interference between the block LTE and DVB-T, this stimulus is assessed on the basis of the parameters listed below [4]. Measured parameters in LTE networks are included references [2].

3 MAIN CAUSES OF INTERFERENCE

The interference of received DVB-T signal may have an essence in poor input components of the set top box (STB). These may not be well shielded and overall result reproduced by TV is thus distorted due to the unwanted signals on them captured. To capture the unwanted signals also usually occurs near the receiving antenna of TV signal DVB-T, because it is positioned inappropriately or in insufficient distance from the access point eNodeB, transmitting the interfering signal LTE to nearby frequency. The whole construction of DVB-T antennas can usually detect signals that have coupled to incompletely shielded line. Signals captured like that get to the conduction constituted mainly by coaxial cable thanks to broken shielding or incorrectly connected connectors [5].

At analog signals used in the past, interference has manifested on viewer's screen like grain, which intensified with the fading of available signal. In digital systems this does not happen. The image quality remains the same up to a certain level. If the interference rate reaches the maximum possible boundaries and signal to noise ratio no longer meets the requirements for transfer, from the perspective of the viewer it occurs to the effect that is called "cliff effect". This intense signal degradation is precisely that imaginary edge of the cliff. Upon reaching the border cliff, the image very rapidly begins degrade into random discontinuous units, as well as sound. It is possible to demonstrate the received signal strength with parameter RSSI (Received Signal Strength Indicator), whose calculation is indicated in the equation 3.

$$RSSI [dBm] = RSCP [dBm] - \frac{E_c}{I_0} [dB] \quad (3)$$

RSSI value is based on the difference RSCP (Received Signal Code Power) and the ratio of E_c/I_0 . RSCP value indicates the power of the received signal and the useful ratio of E_c/I_0 ratio expresses the received pilot energy to total received noise power. Hypothetically, if we achieve a zero interference from neighboring access points and satellite radios that broadcast on the same frequency, the value of the I_0 would express only the noise component around.

4 MEASUREMENT AND ELIMINATION OF INTERFERENCE

4.1 MEASUREMENT AND ELIMINATION OF INTERFERENCE IN CZECH REPUBLIC

For the elimination of interference in the Czech Republic, CTU defines the steps that must be followed prior to running the base station to the actual operation. Each base station operating in bands around 800MHz is at first put into trial operation, where it has to meet the requirements stated in decision on allocation of radio frequencies. Then the base station is tested for two months. During the testing period cases of interference to DVB-T signals are identified. For measurements are assembled working groups, consisting of representatives of the operators, DVB-T networks and LTE networks. Members of the team then communicate with the representatives of stakeholders any problems arising caused due to new frequency bands in the tested area. A methodical process for the analysis of interference has been issued, but it differs from the international measurements. Differences in measurements are given due to specific installations of antenna systems. Usually it is not possible to apply foreign methods in the Czech conditions [3]. For specifics of antenna systems in the Czech Republic can be considered broadband antenna preamplifier integrated in the antenna box, an absence of selective elements, poor resistance to distortion and the subsequent formation of intermodulation components and blocking and cross modulation.

Instruction for measuring interference broadband mobile radio communication networks in the Czech Republic are given by following documents [2].

4.2 MEASURING AND ELIMINATION OF INTERFERENCE IN THE USA

Measurement of interferences in the USA is subject to stringent network requirements. As in Europe and its individual states there are established responsible institutions to this task. However in the USA, interference as mentioned above began to occur in bands around 2300MHz. The bands 2305MHz up to 2360MHz, where already worked satellite radios, were about access points for WCDMA serious decline in the quality of reception of satellite radio. This led to subdued effect of sound component or its disappearance. So the useful signal seemed to be weak to inaudible, or it got lost in the noise. Upon notification of interference case to the local authorities, teams of technicians were dispatched to verify the reports. Interference measurement then took place in the similar way as in the Czech Republic. If the report was confirmed, it was announced to interested operators, that it is necessary to rectify the situation. Otherwise the local authorities usually imposed sanctions or in case of continuation of the problem, the license to broadcast on auctioned frequencies could be removed. An operator sent to designated locations technician with appropriate software and hardware equipment. A technician verified an access point settings in trial mode with low power corresponding to 10% of the real transmitting power. Subsequently requested the operational center for treatment of transmit power. Values that were measured had to meet the requirement for maximum spectral density of 50mW/MHz. The next step was the setting of mechanical and electrical tilt of the transmitting antenna. This reduces the emission of spurious waves in the area [6].

5 EXPERIMENTAL VERIFICATION OF APPLIED CORRECTION

To verify the effect of interference between access points equipped with fourth generation technologies and other devices operating on nearby frequencies, an experiment in Matlab has been created. The simulation demonstrates the effect of interference between access points on the transmission quality. A significant parameter for measuring of the transmission quality of the network was throughput.

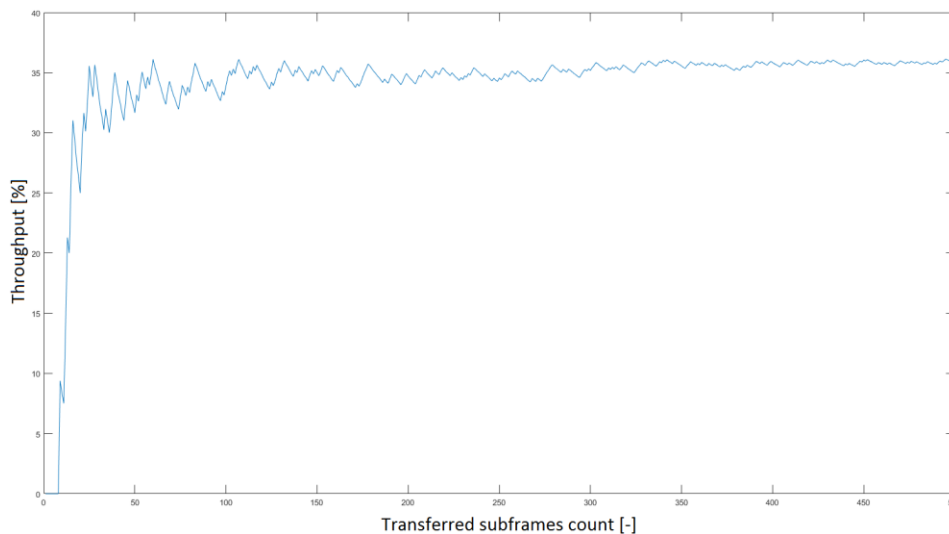


Figure 1: Subframes transfer in noisy environments with two neighboring access points.

The worked with SINR value = -3 db. The SNR substitute the interference of two nearby access points. Although the acceptable level SINR determined -5 dB, it has been for such an attenuation decrease troughput to 35.78%. The result of simulation is shown in figure 3. Simulation for borderline scenario, therefore SINR = -5 db was performed, but the result showed a throughput of less than 5%, and therefore is no longer graph simulation showed. Simulated throughput approaching a statistical error and adequate interconnection of two points downstream connection would probably failed or showed symptoms of effervescence incompatible with the quality of service requirements.

6 CONCLUSION

The paper was intended to inform the reader of interference in wireless networks that arise during the implementation of new equipment into the already functioning infrastructure. In the first part we were analyzed problems arising in the Czech Republic and also in the USA. The main differences arise from the manner of implementation of the technology at lower frequencies around 800 MHz and higher frequencies around 2300MHz. Lower frequencies, applied mainly in the Czech Republic, were weak particularly when measuring the signal strength of DVB-T in the nearby access points LTE. The consequences of interference in the Czech Republic have been disorders of TV picture and sound reception. In the USA, a similar problem occurred between satellite radios and access points LTE technologies. Implementation of LTE led to very similar consequences. Outages and weak radio signal have been reported to the local regulator. These reports led to the measurements and attempts to mitigate the consequences of their implementation.

The second and third part of the article introduces the reader to the possibilities of measurement, prevention and elimination of consequences of interference on neighboring channels in the Czech Republic and also in the USA. The article described cases of measurements of practices that are based on theoretical assumptions of the mathematical models describing the concomitants interference on nearby access points.

The last part of the article is devoted to the simulation scenario that suggests the consequences of poorly positioned or configured access points, LTE. Simulation shows on network throughput parameter affect interference from other access points on the transmission of data frames. Result of interference is evident from the graph and shows that interference between access points, LTE and DVB-T stations, or LTE, and SDARS negatively affect the actual transmission of TV broadcasts or satellite radio.

ACKNOWLEDGEMENT

Research described in this paper was financed by the National Sustainability Program under grant LO1401. For the research, infrastructure of the SIX Center was used.

REFERENCES

- [1] MICHÁLEK, Libor. *Vybrané procedury pro kontrolu a optimalizaci rádiového spojení v mobilní síti UMTS* [online]. Frymburk, 2014 [cit. 2017-01-23]. ISBN 978-80-01-05539-7. Dostupné z: https://ktto.vsb.cz/opvk/RTT2014_Workshop_final.pdf
- [2] ČTÚ. *Postup při šetření rušení rádiového příjmu provozem vysílacích rádiových zařízení širokopásmových mobilních radiokomunikačních sítí*. [online]. Praha, 2014 [cit. 2017-01-24]. Dostupné z: https://www.ctu.cz/cs/download/radiove_ruseni/postup_setreni_ruseni_radioveho_prijmu_pr_ozovem_lte_24_03_2014_upraveny.pdf
- [3] VEEX. Home Certification and Troubleshooting Technics: SCTE Piedmont Chapter [online]. 2014, s. 68 [cit. 2017-01-23]. Dostupné z: <http://www.piedmontscte.org/resources/jan2014/SCTE-Home-Cert-Piedmont-Jan-2014.pdf>
- [4] ČTÚ. *Základní informace o experimentu pro ověření dopadu provozu sítí LTE 800 MHz na příjem signálů DVB-T* [online]. 2012 [cit. 2017-01-23]. Dostupné z: http://www.ctu.cz/cs/download/experimentalni_vysilani/test_emc_dvb-t_lte_800_mhz_09_2012.pdf
- [5] DVORSKÝ, Marek. *Problematika příjmu digitálního televizního vysílání* [online]. Ostrava, 2010 [cit. 2017-01-23]. Dostupné z: goo.gl/cYN26B
- [6] FCC. *Wireless Communications Service (WCS)* [online]. [cit. 2017-01-24]. Dostupné z: <https://www.fcc.gov/general/wireless-communications-service-wcs>

EVALUATION OF INFLUENCE OF ANTI-ALIASING AND RECONSTRUCTION FILTERS ON DIGITAL PREDISTORTION

Jan Král

Doctoral Degree Programme (2), FEEC BUT

E-mail: kral@phd.feec.vutbr.cz

Supervised by: Tomáš Götthans

E-mail: gotthans@feec.vutbr.cz

Abstract: Present wideband and spectrally-efficient communication systems require linear transmitters. As power amplifiers are naturally nonlinear, the linear transmitter is often achieved by application of a digital predistorter (DPD). DPDs require system bandwidth to be higher than communication bandwidth. We provide an evaluation of influence of the reconstruction and anti-aliasing filter on quality of predistortion process. Our results show that the generally accepted rule is too demanding and the actual required filters bandwidth is lower. This has direct impact on required sampling rates of system converters.

Keywords: digital predistortion, reconstruction filter, anti-aliasing filter, bandwidth

1 INTRODUCTION

Modern wireless communication systems are demanded to provide still more and more data throughput. This demand is usually satisfied by increased communication bandwidth and utilisation of spectrum-efficient modulations. The most of these modulations are linear, e.g. quadrature amplitude modulation (QAM), orthogonal frequency-division multiplexing (OFDM), or filter bank multicarrier (FBMC) and its variants as candidates for 5G cellular networks, and require usage of linear power amplifiers (PA). The linear PAs are usually low power-efficient and therefore the nonlinear compensated or linearised PAs are often used.

Digital predistortion (DPD), a linearisation technique, is based on sensing the PA output, comparing it with the desired signal, and introducing a correction of the transmitted signal (predistortion) to get the desired signal at the PA output. A typical representative of such DPD can be a base-band predistorter depicted in Fig. 1. All the signal processing is performed in the digital domain which assumes an analogue-to-digital converter (ADC) to be used for sampling the PA output and a digital-to-analogue converter (DAC) to generate the transmitted signal. In an ideal system with a linear PA, the required sampling rate of ADC and DAC would be twice the communication bandwidth B only. However the PA nonlinearity spreads the spectrum of the transmitted signal and the sampling rate of ADC therefore needs to be higher to cover the spread spectrum. Similarly, the sampling rate of DAC has to be higher to successfully cancel the spread spectrum by the nonlinear PA.

A generally accepted rule says that the required bandwidth of a system with DPD is at least three up to five times the communication bandwidth [1, 2]. This rule also predetermines the minimum system sampling rate. Following this rule is easily feasible in narrow-band systems, but it would be challenging for wide-band systems where the communication bandwidth is higher than few hundred megahertz. Such wide channels are already used, e.g. Long-Term Evolution (LTE) Advanced specifies an aggregation of carrier components resulting in the overall bandwidth up to 100 MHz or the IEEE 802.11ad allows channel bandwidth to be up to 1.88 GHz. Even wider channels will become popular with communications in 60-GHz bands, e.g. 8-GHz channel is planned for IEEE 802.11ay.

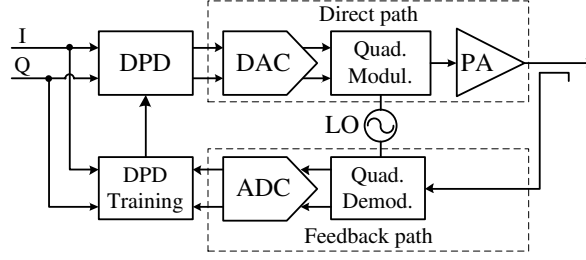


Figure 1: The diagram of base-band DPD

As the general rule of 3-5 times bandwidth becomes hard to achieve in wide-band systems, various techniques to reduce the system bandwidth for a viable DPD were discovered [3, 2]. Frank in [4] have shown that sampling frequency of twice the maximum frequency of the PA input should be sufficient for the general Volterra system identification. Cottais and Wang in their work [5] studied an influence of instruments bandwidth in the PA linearisation process. Except these two works, looking into the required ADC sampling frequency and the overall system bandwidth influence, to the authors' best knowledge, there is no complete evaluation of influence of direct path (DP) reconstruction filter and feedback (FB) anti-aliasing filter on the quality of linearisation process available in the literature.

In this paper, we evaluate influence of anti-aliasing and reconstruction filters on the quality of linearisation process. Such evaluation is important for optimisation of ADC and DAC sampling rates, and hence for minimisation of system power-consumption and cost.

2 SYSTEM MODEL FOR EVALUATION OF FILTERS INFLUENCE

For the purpose of the influence evaluation of the anti-aliasing and reconstruction filters in the FB and the DP, low-pass filters (LPF) are added to base-band model of the DPD from Fig. 1. To easily change the filters bandwidths, equivalent digital filters are used instead of real analogue filters. Additionally the ADC, DAC, modulator, and the demodulator are purposely neglected. The resulting model is shown in Fig. 2.

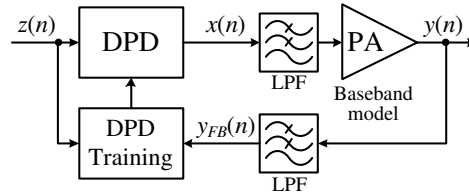


Figure 2: The simplified base-band DPD model with anti-aliasing and reconstruction filters

2.1 MATHEMATICAL DESCRIPTION OF MODEL USED FOR EVALUATION

The memory polynomials have been chosen to model the PA as these models are often used in the literature [6]. The reconstruction filter is modelled by an M -th order infinite impulse response (IIR) filter. The base-band output $y(n)$ of the PA is expressed as

$$y(n) = \sum_{k=1}^K \sum_{q=0}^Q b_{kq} \sum_{m=0}^M d_m x(n-q-m) |x(n-q-m)|^{k-1} \quad (1)$$

where $x(n)$ is the input signal into the reconstruction filter, d_m is a coefficient of the reconstruction LPF, K and Q represent the maximum PA nonlinear order and memory length respectively, and b_{kq}

is a coefficient of the PA polynomial model. Correspondingly the equation for the FB signal can be written as

$$y_{FB}(n) = \sum_{h=0}^H f_h y(n-h) \quad (2)$$

where f_h is a coefficient of the H -th order anti-aliasing IIR LPF.

The LPFs coefficients are calculated for Chebyshev 2nd-type approximation with given order and attenuation of 40 dB in the stop-band. The low pass frequency is set accordingly to the simulation runs.

The used DPD is based on the simplified 2nd-order dynamic deviation reduction (DDR) based Volterra series model [7]. The DPD output $x(n)$ is expressed as

$$\begin{aligned} x(n) = & \sum_{k=0}^{\frac{K'-1}{2}} \sum_{q=0}^{Q'} b'_{2k+1,1,q} |z(n)|^{2k} z(n-q) \\ & + \sum_{k=1}^{\frac{K'-1}{2}} \sum_{q=1}^{Q'} b'_{2k+1,2,q} |z(n)|^{2(k-1)} z^2(n) z^*(n-q) \\ & + \sum_{k=1}^{\frac{K'-1}{2}} \sum_{q=1}^{Q'} b'_{2k+1,3,q} |z(n)|^{2(k-1)} z(n) |z(n-q)|^2 \\ & + \sum_{k=1}^{\frac{K'-1}{2}} \sum_{q=1}^{Q'} b'_{2k+1,4,q} |z(n)|^{2(k-1)} z^*(n) z^2(n-q) \end{aligned} \quad (3)$$

where $z(n)$ is an input signal to be predistorted, K' and Q' are the maximum DPD nonlinear order and memory length respectively, and $b'_{k,i,q}$ is a coefficient of the DPD model.

2.2 INFLUENCE EVALUATION

To evaluate influence of the filters on the predistortion, we use the normalised mean square error (NMSE) and the adjacent channel power ratio (ACPR). We evaluate ACPR for the 1st adjacent channel which is $1B$ wide and with $1.1B$ offset, and for the 2nd adj. channel which is $1B$ wide too and with $2.2B$ offset.

The evaluation process consists of 1. generation and modulation of two random data series for PA identification and evaluation, 2. adjusting the signals maximum amplitude to be a constant, same for all modulations, 3. application of the reconstruction filter in the DP on the identification signal, 4. calculation of the PA output (Eq. 1) using the signal for identification, 5. application of the FB anti-aliasing filter on the output signal to obtain the FB signal (Eq. 2), 6. finding the PA's coefficients for the DPD by the indirect method, 7. predistortion of the evaluation signal to obtain the predistorted signal (Eq. 3), 8. filtering of the predistorted signal by the DP reconstruction filter, 9. calculation of the PA output (Eq. 1), 10. evaluation of NMSE and ACPR for the current filters, 11. setting new filter bandwidths and continuing from step 3. The whole process is repeated N_{REP} times to avoid data dependency.

3 EVALUATION RESULTS

Evaluation started with sweeping the FB anti-aliasing filter bandwidth first, and then continued with sweeping of the DP reconstruction filter. These runs were executed independently to allow examination of the influence of individual filters. The other parameters were set constant over simulations. Particular values are $K = K' = 7$; $Q = Q' = 0$; $M = H = 8$; $N_{REP} = 20$. The PA model coefficients

have been extracted from measurements of a real PA of the Doherty type with LDMOS NXP transistors¹. The evaluation was performed for the FBMC modulation, OFDM with the quadrature phase shift keying (QPSK) as a subcarrier modulation, QPSK, and the QAM16

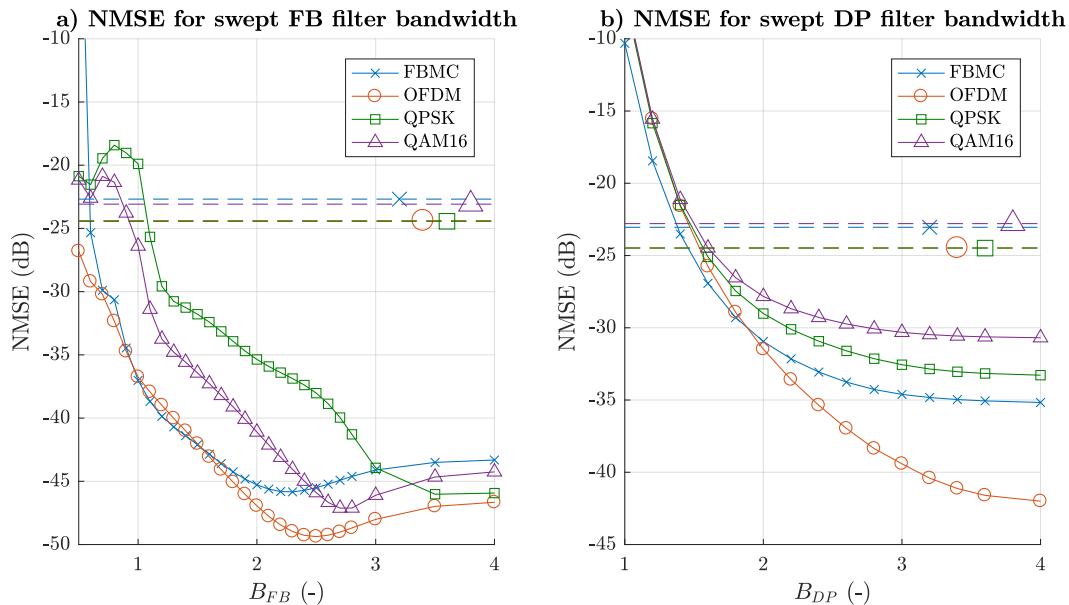


Figure 3: NMSE for linearised PA with swept bandwidth of anti-aliasing and reconstruction filters

Fig. 3a depicts the NMSE for the linearised PA in relation with the bandwidth of FB anti-aliasing filter. The dashed lines represent the NMSE level for the signals without DPD. For the FBMC and the OFDM a DPD with $B_{FB} > 0.8B$ already improves the PA output, $B_{FB} > 1.5B$ is sufficient for fair linearisation and $B_{FB} > 2B$ does not improve the linearisation anymore. The QAM16 and the QPSK require slightly higher B_{FB} due to side lobes which they have in the frequency amplitude spectrum. The ACPRs for the 1st adjacent channel in relation with B_{FB} basically follow the corresponding NMSE trends in Fig. 3a. For the 2nd adjacent channel, ACPR decreases steeper and reaches the maximum improvement already for $B_{FB} \approx 1$.

Fig. 3b shows the NMSE in relation with the bandwidth of the DP reconstruction filter. It can be noticed that the required DP bandwidth is much less influenced by the modulation and that the improvement is observed up to $B_{DP} \approx 3$. Development of the ACPR for the 1st and 2nd adjacent channels with B_{DP} is depicted in Fig. 4. With the increasing DP bandwidth, distortion in the 1st adj. channel is decreasing, but at the same time the DPD introduces new distortion in the 2nd adj. channel for the used PA model.

4 CONCLUSION

In this paper, the influence of DP reconstruction and FB anti-aliasing filters on quality of PA linearisation has been evaluated for various modulations. It has been shown that the generally accepted rule of the 3-5 times communication bandwidth for the FB filter is an excessive requirement. The evaluation has revealed that reconstruction filter has to have higher bandwidth than the FB anti-aliasing filter. While already $1.5B$ is sufficient for the FB, using the FBMC or the OFDM, the DP requires approx. $3B$ for efficient linearisation.

¹For the extraction of the PA coefficients the OFDM signal with 1024 subcarriers, 8 MHz channel bandwidth at carrier frequency of 660 MHz was used. Measurements were performed using direct-conversion radio architecture with 8-times oversampling.

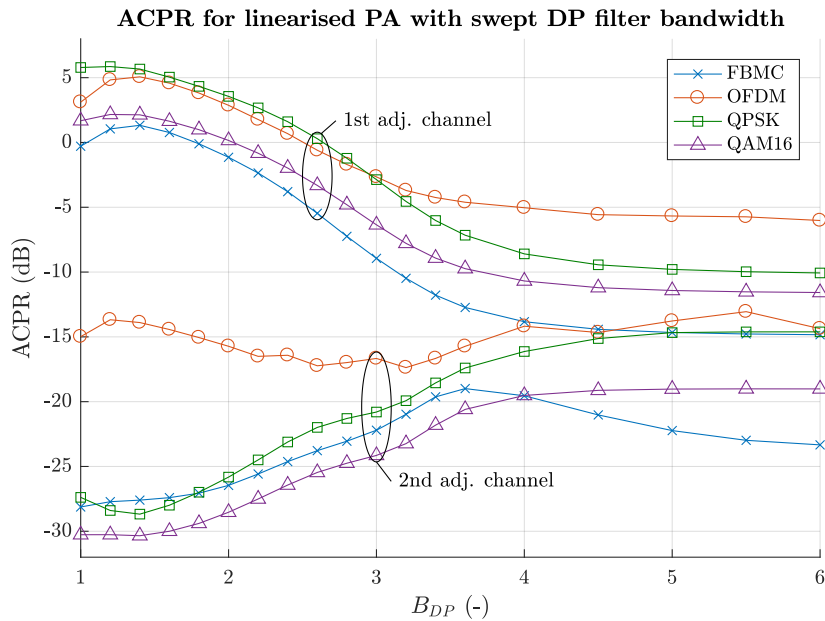


Figure 4: ACPR for the 1st (width $1B$, offset $1.1B$) and 2nd (width $1B$, offset $2.2B$) adjacent channels for linearised PA in relation to the reconstruction filter bandwidth

ACKNOWLEDGEMENT

The presented research has been supported by the internal BUT project FEKT-S-17-4707.

REFERENCES

- [1] F. M. Ghannouchi and O. Hammi, "Behavioral modeling and predistortion," *IEEE Microwave Magazine*, vol. 10, no. 7, pp. 52–64, Dec 2009.
- [2] J. Zhao, Y. Liu, C. Yu, J. Yu, and S. Li, "A Modified Band-Limited Digital Predistortion Technique for Broadband Power Amplifiers," *IEEE Communications Letters*, vol. 20, no. 9, pp. 1800–1803, Sept 2016.
- [3] Y. Ma, Y. Yamao, Y. Akaiwa, and K. Ishibashi, "Wideband Digital Predistortion Using Spectral Extrapolation of Band-Limited Feedback Signal," *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. 61, no. 7, pp. 2088–2097, July 2014.
- [4] W. A. Frank, "Sampling requirements for Volterra system identification," *IEEE Signal Processing Letters*, vol. 3, no. 9, pp. 266–268, Sept 1996.
- [5] E. Cottais and Y. Wang, "Influence of Instruments Bandwidth in the Power Amplifier Linearization Process," in *2008 The Third International Conference on Digital Telecommunications (icdt 2008)*, June 2008, pp. 11–14.
- [6] D. R. Morgan, Z. Ma, J. Kim, M. G. Zierdt, and J. Pastalan, "A Generalized Memory Polynomial Model for Digital Predistortion of RF Power Amplifiers," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 54, no. 10, pp. 3852–3860, Oct 2006.
- [7] L. Guan and A. Zhu, "Simplified dynamic deviation reduction-based Volterra model for Doherty power amplifiers," in *2011 Workshop on Integrated Nonlinear Microwave and Millimetre-Wave Circuits*, April 2011, pp. 1–4.

SECURE BOOTLOADER FOR ARM MICROCONTROLLERS

Pavol Príteľ

Doctoral Degree Programme (1), FEEC BUT

E-mail: xprite00@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Radimír Vrba

E-mail: vrbar@feec.vutbr.cz

Abstract: Embedded systems are single purpose devices, where software updates are often omitted or very limited in comparison with personal computer systems. Such systems are typically using microcontrollers with limited memory and computing power. Enabling software updates on an embedded system brings some security issues that need to be taken into account. As soon as there is a possibility of software update, the device is exposed to risk of malicious or not original applications being executed on the device. In this paper a reference implementation of bootloader with security features is described. As a result of using asymmetric cryptography, the memory footprint and start-up time is increased significantly. The contribution of this work is in finding the right algorithm that will offer trade-off between level of security and used resources of targeted microcontroller.

Keywords: elliptic curve cryptography, cipher, bootloader, microcontroller, embedded

1 INTRODUCTION

Security took place in today's personal computer world. Confidential data is stored on everyone's computer and is protected by passwords, biometry, encryption and other security mechanisms. Security is a standard that end user expects from the device. Different situation is in the domain of embedded systems, where lack of security is significant. Embedded systems are often single purpose devices executing specific application that does not need an update for a longer period of time during the product life cycle. Firmware is rarely without any bugs, even worse, these bugs are often found after the device is already deployed in the field. Such a bug can be fixed by factory recall of all devices. Another solution, economically more acceptable is the integration of bootloader into system. By separating application itself from boot process, the system is enriched with possibility of software updates. On the other side, the system is exposed to malicious and non original applications, which can be intentionally loaded by an attacker. Therefore, security is a key parameter of any bootloader. Bootloader is a piece of software responsible for loading applications. Bootloader typically establishes a communication with host expecting an application image to be sent and then hands over the execution to the final application. The most valuable feature of bootloader is the capability of downloading an application using communication protocol that fits the specific application. In other words, the bootloader logic is separated from the communication protocol used to download the application image. Any of well-known protocols can be used depending on the field of operation. Industrial embedded systems will most likely use protocols specific for industrial area such as CAN, Ethernet. Simple standalone devices will most likely use USB, UART, SPI, I²C or any other interface. Bootloader described in this paper is targeting ARM Cortex-M microcontrollers. As a result of possible attacks analysis, several security features were implemented. The key security feature of the bootloader is authentication of downloaded application using asymmetric cryptography.

The chapter 2 describes the basic boot process of microcontroller and security recommendations for bootloader. Chapter 3 introduces the key algorithm in the bootloader security chain, chapter 4 shows the result of the digital signature algorithm benchmark.

2 BACKGROUND

After the reset of Cortex-M microcontroller, the interrupt vector table is located at address 0x00000000. The first two entries in the interrupt vector table contain initial value of stack pointer and reset vector. After the reset, processor sets up MSP (Main Stack Pointer) and PC (Program Counter) registers with these values and starts executing the first instruction on the address pointed by PC register. This boot sequence is shown in figure 1 and is common for all ARM Cortex-M processors [2].

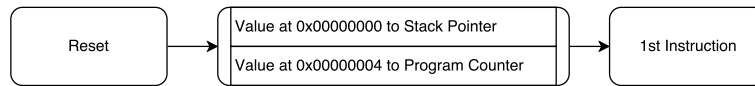


Figure 1: Boot sequence on reset

As the after reset location of interrupt vector table is at address 0x00000000, the bootloader must have IVT at this location. This ensures the bootloader is the first application executed by the microcontroller. Reset boot sequence is shown in figure 1.

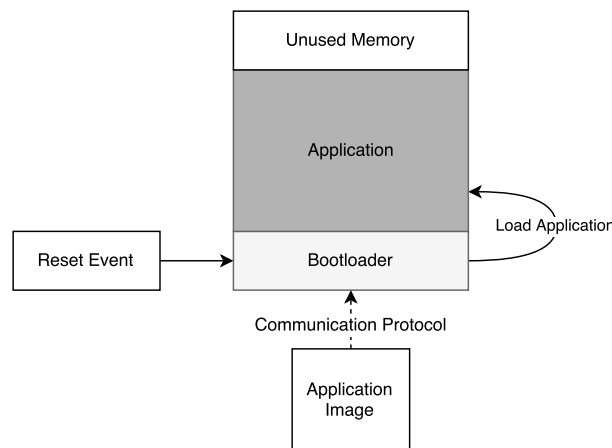


Figure 2: Bootloader functionality in general

From bootloader point of view the application is just stream of bytes that needs to be loaded at the right memory address. The information of hand over address is missing in the application image itself. ARM microcontrollers can relocate the IVT location at run-time using VTOR register. Typically, applications have their own interrupt vector table stored in RAM. The location of the table needs to be known to the bootloader, therefore the table contains entry point (Reset Handler) of the final application. Passing corrupted application IVT location is a security breach that can lead to undefined behavior of boot process if not detected. The simplest solution is to require the applications to be linked with fixed IVT location. This prevents from executing code that was not authenticated. Another solution is that the host sends the IVT location for each application separately. In this case, the IVT location needs to be included in digital signature so the bootloader can fully authenticate the application.

2.1 SECURITY RECOMMENDATIONS

2.1.1 DEBUG INTERFACE

In order to protect the data stored in the processor, debug access should be always disabled once the device is operational in the field. ARM Cortex-M microcontrollers use JTAG or SWD debug

interface that can be disabled. By disabling debug interface permanently, an attacker loses the ability of modifying the code stored in internal memory.

2.1.2 MEMORY PROTECTION

The application image is serialized and sent to the bootloader using communication protocol. The bootloader has full read/write access to all on-chip memory. The host sending an application to bootloader may request a write to memory which is used by bootloader itself. Allowing this write command could cause the bootloader corruption, which is a security issue. Before any data is written, the memory protection checks whether the address range is accessible by external write commands. Commands addressing protected memory must be rejected. For security reasons, the memory access to memory mapped peripheral registers and bootloader memory space is protected. As a result, bootloader only accepts memory write commands to memory reserved for application. Logic of memory protection is shown in figure 3. An invalid application image may use a memory that should not be used. For example memory in which the bootloader is stored. Any access to memory mapped peripheral should also be restricted. Bootloader must perform a memory range check before any write operation is executed. All memory write operations to restricted memory space must be rejected.

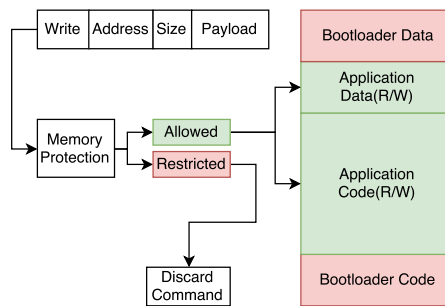


Figure 3: Memory protection in write command

2.1.3 PUBLIC KEY TABLE

Asymmetric encryption algorithm is used for authentication of application image. Bootloader should only use public keys that are trusted. This can be achieved by storing the keys in memory that cannot be overwritten by an attacker [3]. Reference implementation uses a key table. The key matching is done before any authentication of application is performed. In case of key mismatch, the authentication process is interrupted and evaluated as unsuccessful.

3 DIGITAL SIGNATURE ALGORITHM

Asymmetric cryptosystems are widely used for digital signatures. The most popular algorithm is RSA, which relies on the hardness of factoring of large integers. RSA keys are prime numbers with recommended size at least 2048 bits [4]. The keys used by RSA are large in comparison with keys used by cryptography algorithms based on elliptic curves, which is the crucial parameter for embedded systems with limited memory resources. ECDSA significantly reduces the key size, while the same level of security is achieved. Figure 4 shows the authentication chain, where the application provider owns secret private key used to sign an application image. Application and generated signature are delivered over the communication channel to the target microcontroller, where bootloader is in charge of authenticating and executing the application. Bootloader owns well-known public key that is used to authenticate the application image delivered by application provider. Signature

generation and verification are time critical operations, where only verification is executed on the resources limited microcontroller. Many large integer multiplication operations are involved in elliptic curve cryptography algorithms and these operations are not supported as a native instructions on microcontrollers. In the bootloader implementation, the microECC open source library was used for ECDSA.[1].

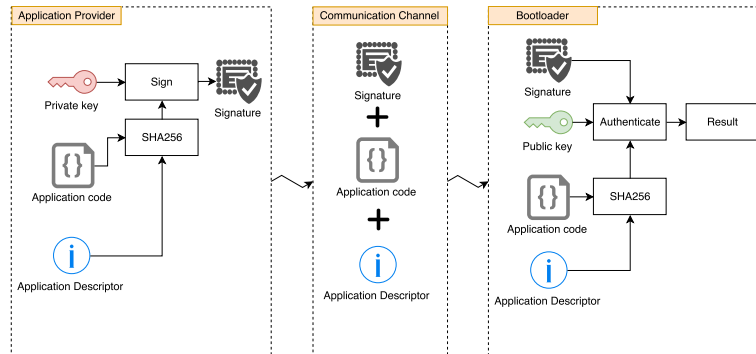


Figure 4: Application authentication using digital signature

4 ECDSA BENCHMARK

There are basically two time critical operations in authentication process. Majority of Cortex-M microcontrollers are not equipped with hardware cryptography accelerators. As a result, even simple hashing function like SHA256 can take a significant processor time, especially when hashing a large payload. The absence of hardware cryptography accelerator block results in increased boot time of final application. Another time critical operation is signature verification. Microcontrollers with hardware accelerator for elliptic curve cryptography are rare. As a result, most of the embedded applications are using the software implementation. Very large integer multiplication was found as the main bottleneck of elliptic curve cryptography, as long as these operations cannot be computed by native instructions. The performance evaluation was executed on three different microcontrollers.

Testing the ECDSA library built with different level of optimization show the advantages of using highly optimized assembly language code. Pure C implementation of the VLI multiplication is up to 4 times slower than implementation with optimized assembly code. Signature verification is the most time consuming operation in the authentication chain. Therefore, the benchmark is focused on this procedure. Table 1- 3 shows the result of benchmark, where the same algorithm was built with different level of optimization. All processors are running at their maximum frequency, which is a typical use case.

Table 1: Cortex-M0 24 MHz Verification Time

Optimization Level	Signature Verification Time [ms]
C Language - None	2466
C Language - Low	2144
C Language - Medium	1669
C Language - High	1219
Assembly Language	733

Table 2: Cortex-M3 48 MHz Verification Time

Optimization Level	Signature Verification Time [ms]
C Language - None	1588
C Language - Low	1430
C Language - Medium	1014
C Language - High	638
Assembly Language	489

Table 3: Cortex-M4 144 MHz Verification Time

Optimization Level	Signature Verification Time [ms]
C Language - None	298
C Language - Low	273
C Language - Medium	187
C Language - High	108
Assembly Language	92

5 CONCLUSION

Reference bootloader for Cortex-M microcontrollers was developed considering several security risks. The key security feature is ECDSA for authentication of loaded applications. Results from benchmark show that ECDSA is suitable for targeted processors in context of bootloader, where the time-consuming authentication is performed only once during boot time. The open source library microECC offers highly optimized assembly language implementation of the most time critical operations used by ECDSA. As a result, processors without hardware cryptography accelerators can use this algorithm with a reasonable processor time. Bootloader prevents from malicious software to be executed on target processor, but the application image data transfer between host and bootloader is not encrypted. With additional security level, the boot time would be increased as well. Encryption requires a mechanism of generating shared secret key such as Diffie-Hellman. Therefore implementation of this feature is being prepared as a future work.

ACKNOWLEDGEMENT

The author would like to thank Ministry of Industry and Trade of the Czech Republic in project FV10562 SYMONPRO Systems for Process Monitoring using modern tools for optimization.

REFERENCES

- [1] K. MacKay, ECDH and ECDSA for 8-bit, 32-bit, and 64-bit processors, Available online: <https://github.com/kmackay/micro-ecc>
- [2] J. Yiu, The Definitive Guide to ARM R Cortex-M3 and Cortex-M4 Processors, ISBN:9780124080829
- [3] M. Hunter, Using the Kinetis Security and Flash Protection Features, <http://www.nxp.com/assets/documents/data/en/application-notes/AN4507.pdf>
- [4] E. Barker and Q. Dang, Recommendation for Key Management, <http://nvlpubs.nist.gov/nistpubs/SpecialPublications/NIST.SP.800-57Pt3r1.pdf>

HIGH-SPEED ANOMALY DETECTION SYSTEM USING ENTROPY CALCULATION ON FPGA

David Smékal, Petr Blažek

Doctoral Degree Programme (2), FEEC BUT
E-mail: smekal{blazekpetr}@phd.feec.vutbr.cz

Supervised by: Jan Hajný, Václav Zeman
E-mail: hajny{zeman}@feec.vutbr.cz

Abstract: This article discusses the use of entropy calculation on Field Programmable Gate Array (FPGA) for identifying anomalies in data communication. The article is focused on three type of entropy and described hardware-accelerated network card based on field programmable gate array, concretely NFB-40G2 card using the NetCOPE development platform and its properties.

Keywords: Anomaly, DDoS, entropy, FPGA, network attack, Rényi, Shannon, Tsallis.

1 INTRODUCTION

Cyber attacks are an inseparable part of data communication on the Internet. A lot of the attacks are based on a network service denial, so-called DDoS (Distribute Denial of Service) attacks. The number of these attacks grows every year and the attackers find every time more effective methods of circumventing systems, that is why we have to prevent these attacks. Most current methods for detection of networks attacks are based on behavioral patterns of individual attacks. The disadvantage of these methods is their inability to identify unknown attacks. In contrast, methods based on mathematical models track changes in the data communication and are able to evaluate any anomalies. The disadvantage of these methods is that an anomaly does not necessarily mean an attack, it can also represent a simple change in the behavior in data communication. One of the methods that describe behavior data communication is the Entropy, which calculates the degree of disorderliness of elements. In the case of network communication the degree of disorderliness for normal data traffic should be in a certain interval. Anomalies affecting network traffic should change a degree of disorderliness and thus the resulting value of entropy.

The calculation of value entropy exists two-way. Capture packet by a network card and use CPU for calculate or use an accelerated speed network card based on FPGA (Field Programmable Gate Array). Capturing a packet and calculation performed directly on the network card. The main and the most advantages is that FPGA does not have a fixed hardware structure, on the contrary it is programmable according to user applications. Hardware structure in the FPGA is not fixed so it is defined by the user. Although logic cells are fixed in FPGA, functions they perform and the interconnections between them are determined by the user. We can have the parallel processes. Ability of parallel processing is one of the most important features that separate FPGA from processor and make it superior in many areas.

The rest of this paper is organized as follows: Section 2 will describe three existing entropy methods. Then Section 3 will propose a hardware architecture. The way to use and design for implementation will be described in Section 4. Finally, we give a summary in section 5.

2 ENTROPY

Entropy as a term can be encountered in mathematics, physics or computer science in cases dealing with the probability of possible elements in the system. As mentioned in the introduction of this article, entropy indicates the degree of disorderliness of elements in the system. Thus, the value of entropy expresses the probable distribution of all elements in the system. The maximum value of entropy achieved if all elements has the same probability of occurrence. In the case that the system is represented by only one element entropy, achieves its minimum value [1], [2].

2.1 SHANNON ENTROPY

The entropy used in computer science indicates the degree of uncertainty before the adoption of the report, which is removed after the adoption and thus expresses the degree of information. The information entropy is named after Claude E. Shannon who was the first one to define it. He defined it for set of probability p_1 to p_n and can be calculated as the mean value

$$H(p_i) = - \sum_{i=1}^n (p_i \cdot \ln p_i), \quad (1)$$

where p_i represents the probabilistic occurrence of the i -th element [3], [4].

2.2 RÉNYI ENTROPY

Another of tested entropy was defined in the fifties of the twentieth century by a Hungarian mathematics Alfred Rényi for a set of probability p_1 to p_n . The formula for calculating the Rényi entropy value is as follows

$$H_\alpha(p_i) = \frac{1}{1-\alpha} \cdot \log \left(\sum_{i=1}^n p_i^\alpha \right) \alpha \geq 0, \alpha \neq 1, \quad (2)$$

where p_i represents the probabilistic occurrence of the i -th element. The parameter α is a real number, for which applies $\alpha \geq 0$ and $\alpha \neq 1$. In the case where $\alpha \rightarrow 0$ counts all values with the same weight independently of their probability. In the opposite case, $\alpha \rightarrow \infty$ the value of the entropy will be determined by only the events with the largest probability of occurrence. If the value of parameter $\alpha \rightarrow 1$, the resulting value of Rényi entropy converges to a value of Shannon entropy. Thanks to these properties, Renyi entropy well applies in various fields such as statistics, biomedicine, cryptography, economics and more [5], [6].

2.3 TSALLIS ENTROPY

The last entropy used in this article was defined in the eighties of the twentieth-century Brazilian physicist Constantino Tsallis at the generalization of Boltzmann-Gibbs entropy and is defined as a set of probabilities p_1 to p_n . The value of the Tsallisovoy entropy is calculated according to the formula

$$H_q(p_i) = \frac{1}{q-1} \cdot \left(1 - \sum_{i=1}^n p_i^q \right) q \neq 1, \quad (3)$$

where p_i represents the probabilistic occurrence of the i -th element. The value of parameter q must by real number and $q \neq 1$. In the case, if $q \rightarrow \infty$ the entropy approaches 0. If we take the opposite situation $q \rightarrow (-\infty)$, then the entropy approaching to value ∞ . As with Rényi entropy converges Tsallis

entropy to Shannon entropy if parameter $q \rightarrow 1$. Tsallis entropy has application in physics, statistics or other sectors dealing with probabilities [7], [8].

3 FPGA

The FPGA (Field Programmable Gate Array) is a programmable logic circuit and a hierarchy of re-configurable interconnects with parallel processing performance. An FPGA can be used to solve any computable problem. It is configured in VHDL languages. The final design is synthesized into configuration files and this configuration firmware is uploaded into FPGA chip. The firmware contains user’s application and other components for communication with peripherals such as network interfaces, memories or host bus etc. The block structure of the NetCOPE framework with our proposal is depicted in Figure 1.

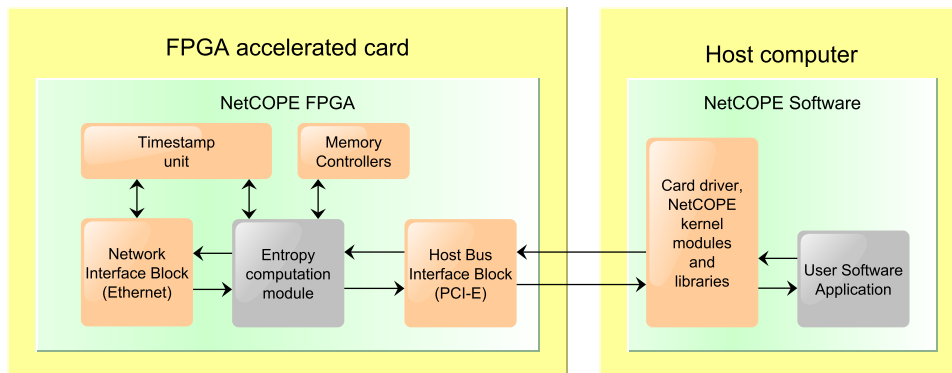


Figure 1: Scheme of NetCOPE with Entropy computation module.

Our paper presents hardware anomaly detection system using entropy calculation based on the FPGA acceleration network cards using the NetCOPE development platform [9]. The NetCOPE platform is generally used for rapid development of hardware-accelerated network applications for the FPGA cards. The design will be implemented and tested on NFB-40G2 [10] hardware to enable rapid prototyping of networking devices. It is developed by the Netcope Technologies. The platform has a Xilinx Virtex-7 XT FPGA with two QSFP+ cages supported by 40 Gbps Ethernet ports. The board is populated with two QDR-II, two RLDRAMs and two 4GB DDR3 memories. The device is connected via PCI Express 3 x8 (64Gbps). Network card NFB-40G2 is shown in Figure 2.



Figure 2: NFB-40G2 [10].

4 CALCULATION ENTROPY ON FPGA

For analysis traffic and detection anomaly traffic we have checked each packet which flows through network. The anomalous traffic is different from normal traffic in packet dynamics and frequent occurrence. We will use such a packet for computing. We propose to compute an entropy of packets as it is popular and common metric in anomaly detection algorithms [11].

Saving the whole IP packet headers and datagram headers would lead to a lack of memory. Therefore, only three selected parameters that are important for the identification of DDoS attacks will be saved. These parameters include the source IP address, destination port and total length. Each flow is identified by these three fields. Packets with the same 3 fields belong to the same flow. The data are entered to a flow table and it consists of a list of flow records, one for each active flow [12]. Every time a packet is received, the module defines whether a record exists an active flow, if does not, a new flow entry is created. Otherwise, the active flow in the flow table is updated.

The occurrence probability is calculated from the recorded parameters in the table, which will be used as input data for calculation of the selected entropies. The maximum table size for only one parameter such as source IP address is 2^{32} entries. The efficiency of the resulting system is affected by the size of the table. As a suitable solution for this problem can be usage of the hash table for storing data. This method might be able to reduce the size of the table up to 2^{16} entries. Our proposed system of creation and update flow is shown in Figure 3.

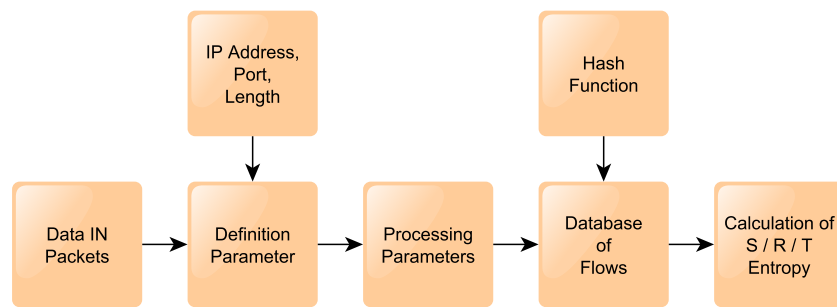


Figure 3: Diagram of calculation of entropy.

In section 2 three types to compute an entropy were described. According to the previous testing, anomalies using the entropy in article [13] achieve all the desired entropy acceptable results for detecting anomalies caused by DDoS attacks. Accurate entropy to identify anomalies is defined by Constantino Tsallis. For the best results q parameter must be set to 0.2.

The proposed system will be divided into two parts. Saving parameters in database and entropy calculation will be performed on the card FPGA. The determination of the interval of normal network traffic and identifying of any anomalies will be performed on the host computer.

The output of the FPGA card will be value of entropy which will be calculated from probability of parameters at a particular time window. In the computer determining the interval of normal network traffic by unsupervised machine learning including clustering and k-means method will be realized. After determining the interval of normal network traffic the identification of anomalies will follow. The information about attack will be transferred to another system, which will start a counterattack.

5 CONCLUSION AND FUTURE WORK

The article deals with a description of the high-speed anomaly detection on FPGA. A complete hardware based solution is designed on FPGA card platform for detection of anomaly attacks. This article

describes the individual three types of entropy. The proposed system allows using flow sampling in database, and then the system computes entropy for normal traffic or anomaly detection. The proposed device was simulation with an experimental data flows.

Implementation on network card in real network and testing real traffic will be subject of our future research.

ACKNOWLEDGEMENT

The research was supported by the project MVCR VI20172019093 “Adaptive network filtering against cyber attacks (D)DoS”.

REFERENCES

- [1] MACKAY, David J. C. *Information theory, inference, and learning algorithms*. Cambridge: Cambridge University Press, 2003. ISBN 978-0-521-64298-9.
- [2] COVER, T. M. and Joy A. THOMAS. *Elements of information theory*. 2nd ed. Hoboken, N.J.: Wiley-Interscience, c2006. ISBN 04-712-4195-4.
- [3] SHANNON, C. E. A Mathematical Theory of Communication. *Bell System Technical Journal*. 1948, **27**(3), 379-423. DOI: 10.1002/j.1538-7305.1948.tb01338.x. ISSN 00058580.
- [4] HAZEWINKEL, M. *Encyclopaedia of mathematics: an updated and annotated translation of the Soviet “Mathematical encyclopaedia”*. Norwell, Sold and distributed in the U.S.A. and Canada by Kluwer Academic Publishers, 1994. ISBN 15-560-8009-3.
- [5] XU, Dongxin and Deniz ERDOGMUNS. *Renyi’s Entropy, Divergence and Their Nonparametric Estimators*, 47. DOI: 10.1007/978-1-4419-1570-2_2.
- [6] RENYI, A., On Measures of Entropy and Information, *Proc. 4th Berkeley Sympos. on Mathematical Statistics and Probability, Berkeley, CA, 1960*, Berkeley: Univ. of California Press, 1961, vol. 1: Contributions to the Theory of Statistics, 547-561.
- [7] DAROONEH, Amir Hossein, Ghassem NAEIMI, Ali MEHRI a Parvin SADEGHI. Tsallis Entropy, Escort Probability and the Incomplete Information Theory. *Entropy*. 2010, **12**(12), 2497-2503. DOI: 10.3390/e12122497. ISSN 1099-4300.
- [8] TSALLIS, C. Possible generalization of Boltzmann-Gibbs statistics. *Journal of Statistical Physics*. 1988, **52**(1-2), 479-487. DOI: 10.1007/BF01016429. ISSN 0022-4715.
- [9] Netcope Technologies. *Netcope Development Kit*. Available: <http://www.netcope.com/en/products/fpga-development-kit>
- [10] Netcope Technologies. *Netcope FPGA Board NFB-40G2*. Available: <http://www.netcope.com/en/products/fpga-boards>
- [11] HAN C. K. and H. K. CHOI, *Effective discovery of attacks using entropy of packet dynamics*, IEEE, vol. 23, no. 5, pp. 4-12,2009. DOI: 10.1109/MNET.2009.5274916
- [12] YUSUF S., W. LUK, M. SLOMAN, N. DULAY, E. C. LUPU and G. BROWN, *Reconfigurable Architecture for Network Flow Analysis*, IEEE, vol. 16, no. 1, pp. 57-65, Jan. 2008. DOI: 10.1109/TVLSI.2007.912115
- [13] BLAŽEK, P.; HAJNÝ, J. *Identification of anomalies in data communication using the entropy*. *Elektrorevue - Internet journal*, 2016, vol. 18, no. 4, pp. 1-5. ISSN: 1213-1539.

Doktorské projekty

Kybernetika a automatizace

THERMAL MODEL OF A ROOM IN MATLAB SIMULINK AND SIMSCAPE

Jan Glos

Doctoral Degree Programme (2), FEEC BUT

E-mail: xglosj00@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Pavel Václavek

E-mail: vaclavek@feec.vutbr.cz

Abstract: This paper deals with creating a thermal model of a room using Matlab Simulink and Simscape library. The model is created based on building documentation and it is evaluated against the measured temperature with good compliance. The model can be beneficially used for control algorithm verification, which is quite time consuming in real-time due to large time constants. Using the proposed model the development time can be substantially reduced.

Keywords: Room thermal model, Matlab, Simulink, Simscape

1 INTRODUCTION

Temperature control of individual rooms is getting more popular, because needed devices are much smaller and cheaper. In the past Individual Room Control (IRC) was used only for laboratories and other rooms with strict demand on temperature. Nowadays the IRC is becoming widely used in both the commercial and residential buildings. This allows energy savings using precise control and scheduled heating and cooling. The control algorithms must be designed properly to achieve a needed thermal comfort and some energy savings. Some kind of thermal model is beneficial for the algorithm development and verification, as the real experiments are time consuming, expensive and sometimes unfeasible.

In this paper we propose a dynamic thermal model of a selected room, which is based on Matlab Simulink and Simscape library [1]. The model was created based on building documentation, so the model is not dependent on any experiment or measurements.

The advantage of using Simscape library is the ability of modeling the room as a physical system based on real properties of the room (wall thickness, materials, dimensions, radiator and fancoil thermal power etc.).

2 ROOM THERMAL MODEL

The whole model was constructed using Matlab Simulink and a library Simscape. The usage of this library is very beneficial since there are predefined blocks allowing thermal modeling. Similar approach as in [2] and [3] was used during the model construction.

The model was divided into multiple subsystems to keep it well organized. These subsystems are connected together by heat flows between them. The resultant model is shown in Fig. 1 and its parts will be described in the following text.

2.1 ROOM STRUCTURE THERMAL MODEL

The room structure model is the most important and the most complicated part of the model. The overview of room structure model can be found in Fig. 2. As can be seen in mentioned figure, the

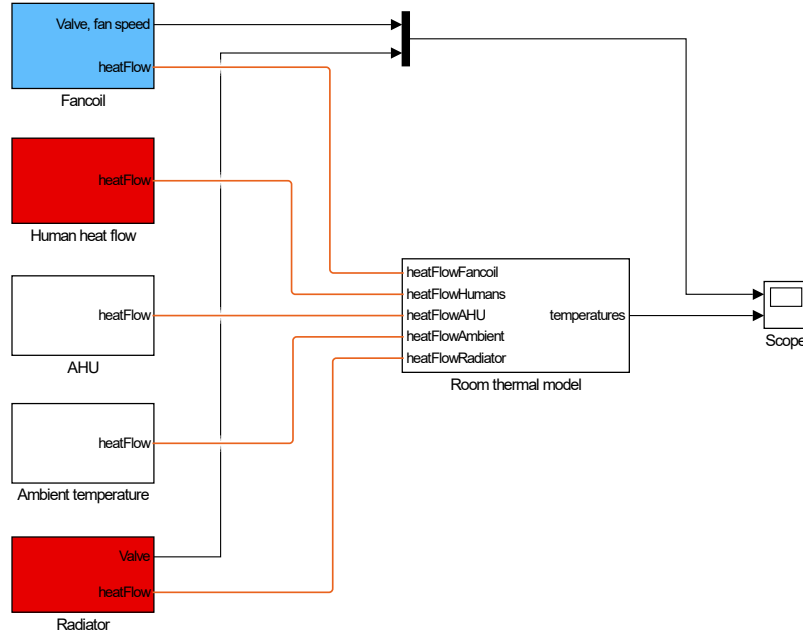


Figure 1: Complete thermal model of a room

room model consists of room air, walls, ceiling, floor, windows and doors. The room model is also connected to other rooms by appropriate walls and also it is influenced by ambient temperature across the windows, wall and ceiling.

Each construction element (wall, ceiling, floor etc.) is composed from quite large number of layers (see Fig. 3), which correspond to composition of real element. Each layer has its heat capacity defined by the material and the mass and it is modelled using *Thermal Mass* block. Although the layers are connected together by heat flows, which are modelled using *Conductive Heat Transfer*. An example of the model of one layer is in Fig. 4.

2.2 AIR HANDLING UNIT

A model of central air handling unit (AHU) is modelled based on amount of air supplied and exhausted to and from the room based on equations from [4]. The heat flow caused by AHU air supply can be written as

$$Q_1 = c_a \dot{m}_a T_{a1}, \quad (1)$$

where Q_1 is heat flow, c_a is the air specific heat capacity, \dot{m}_a is air mass flow rate and T_{a1} is temperature of the supplied air. The heat flow due to the air exhaust can be described by

$$Q_2 = c_a \dot{m}_a T_{a2}, \quad (2)$$

where Q_2 is heat flow, T_2 is the temperature of exhausted air and we assume that specific heat capacity and mass flow rate are the same for air supply and exhaust. The resulting heat flow caused by AHU can be after combining 1 and 2 written as

$$Q_{AHU} = c_a \dot{m}_a (T_{a1} - T_{a2}). \quad (3)$$

2.3 HUMAN HEAT DISSIPATION

Human heat dissipation is modelled as a heat source, which is connected to the room air. We assume that each human dissipates approximately 87 W according to [5]. We consider only basal metabolism

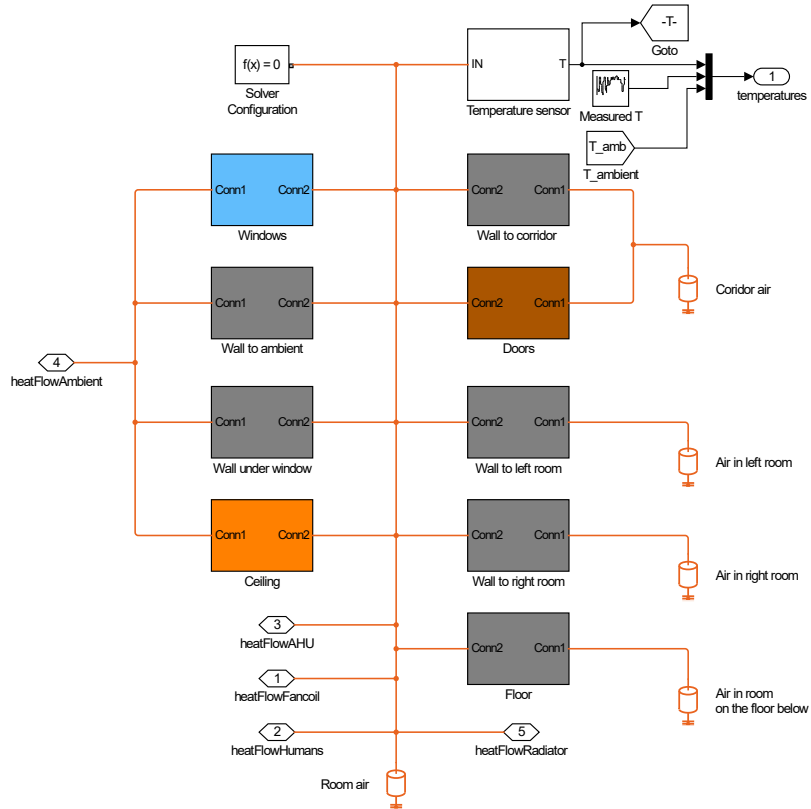


Figure 2: Room structure thermal model

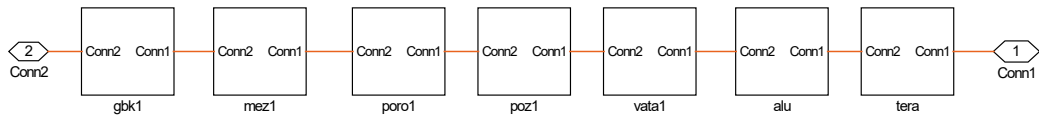


Figure 3: Example of room wall

as we do not expect hard working people in this room (which is office type). To allow comparison of model and measured data, we set up a occupancy scheduler, which contains a number of people present in the room during periods of time.

2.4 RADIATOR THERMAL MODEL

For simplicity we consider a radiator as a heat source. To represent a real behaviour, we incorporated a second order dynamic system. The first time constant is introduced by a radiator valve, the second one is caused by the radiator.

$$G_{rad} = \frac{1490}{(200s + 1)(800s + 1)} \quad (4)$$

2.5 FANCOIL THERMAL MODEL

Fancoil thermal model is similar to the radiator model. But it is only a first order system as a valve is very fast and it can be neglected. Obviously the gain of the fancoil thermal model is different, as the

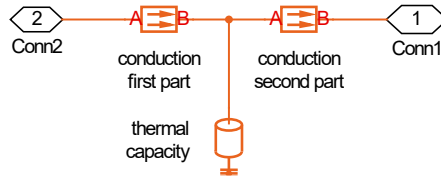


Figure 4: Example of wall layer

fancoil has different thermal power.

$$G_{FC} = \frac{4700}{300s + 1} \quad (5)$$

3 SIMULATIONS

The model was evaluated against the measured data in several simulations. We were able to get historical temperatures, valves settings, heating water temperature, ambient temperature and AHU supply air temperature from a database, which is been used for data logging. Furthermore we added occupancy estimation to complete the inputs of the model. In Fig. 5 there is a comparison of measured and modeled temperature during winter (heating with the radiator). The time span is one day and a setpoint of temperature was 23 °C. It can be seen that there are small deviations of modelled temperature from the measured temperature, but the overall compliance is very good.

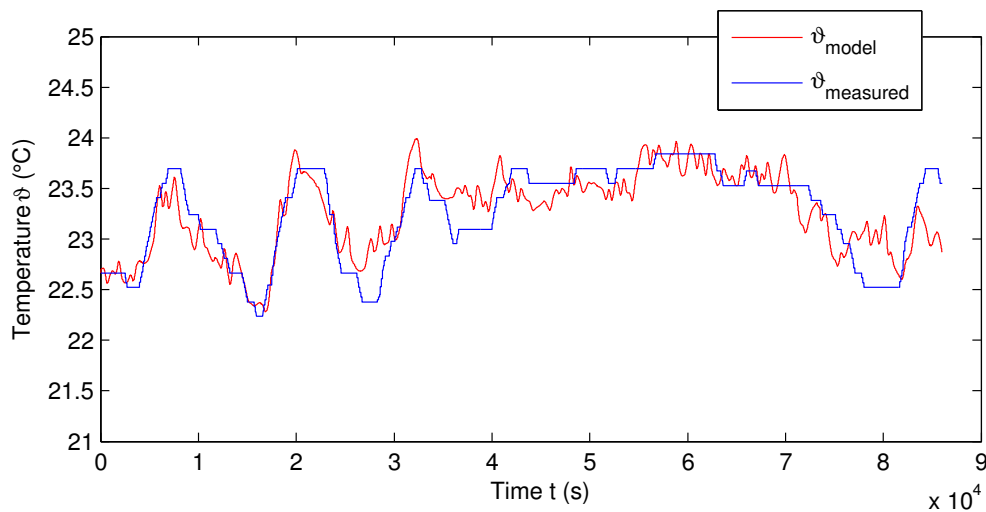


Figure 5: Comparison of Simscape model and measured temperature during heating

The second example is from hot summer, when it is needed to cool the room using fancoil due to heat gains from ambient and the human dissipation inside the room. The resulting modelled temperature in Fig. 6 is quite well matching the measured temperature. The temperature setpoint was also 23 °C. It can be seen that during some time intervals the modelled temperature is lower than the measured, it can be caused by room equipment heat losses (like computers and other machines) or solar heat transfer, none of these influences are included in the model.

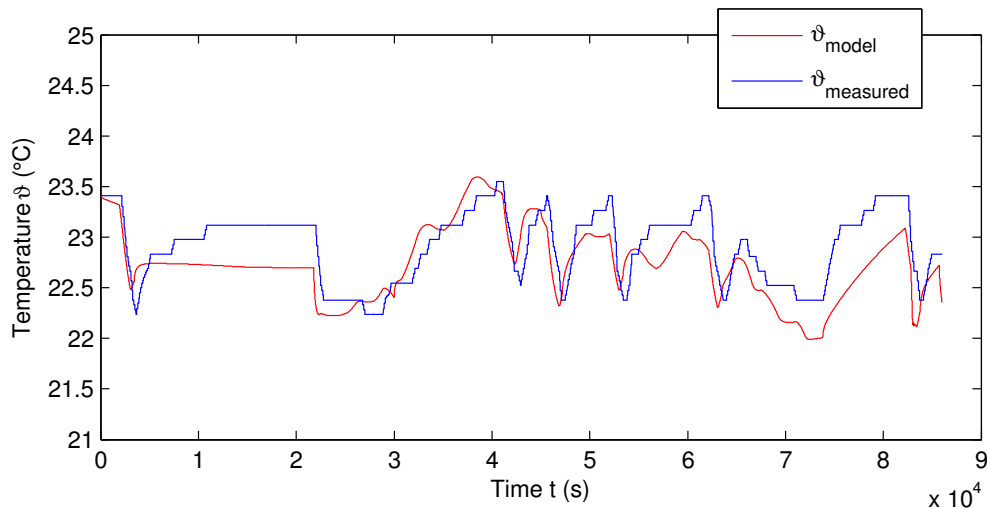


Figure 6: Comparison of Simscape model and measured temperature during cooling

4 CONCLUSION

In this paper we investigated an approach to creating a dynamic thermal model of the room, which was created using Matlab Simulink and especially Simscape library. This model was constructed based on building documentation and the process of construction can be easily repeated for another room (if the documentation is available). After comparison of modelled and measured temperature the model can be regarded as a good replacement of real room for evaluation of control algorithms. And the usage of the model can considerably shorten a time needed for algorithms development as the simulation is much more faster compared to the real experiments.

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] MathWorks, “Simscape user’s guide,” 2017.
- [2] M. Morozov, A. Zhdanova, and M. Piskunov, “Implementation of an integrated thermal building model for investigations of heat flows,” *4th International Youth Forum on Smart Grids 2016, MATEC Web of Conferences*, vol. 91, 2016.
- [3] M. Kiyan, E. Bingöl, M. Melikoglu, and A. Albostan, “Modelling and simulation of a hybrid solar heating system for greenhouse applications using matlab/simulink,” *Energy Conversion and Management*, vol. 72, pp. 147 – 155, 2013. The III. International Conference on Nuclear and Renewable Energy Resources NURER2012.
- [4] P. Noskievič, *Modelování a identifikace systémů*. Ostrava: Montanex, 1999.
- [5] D. Fiala, *Dynamic simulation of human heat transfer and thermal comfort*. PhD thesis, HOCHSCHULE FÜR TECHNIK, 1998.

IDENTIFICATION METHODS OF MATLAB SYSTEM IDENTIFICATION TOOLBOX USING FOR MODELLING HUMAN BEHAVIOR

Lucie Obšilová

Doctoral Degree Programme (2), FEEC BUT

E-mail: xobsil01@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Zdeněk Bradáč

E-mail: bradac@feec.vutbr.cz

Abstract: The paper is deal with modelling of human behavior using toolbox of MATLAB® called System Identification Toolbox. The paper describes identification methods included in System Identification Toolbox. The measurement of several pilots was held in cooperation in University of Defence in Brno where a flight simulator is placed. The experiment consisted in measurement of pilot's response to step change of altitude. The measured data were identified by the various identification methods and compared with each other.

Keywords: Man-Machine System, human behavior model, System Identification Toolbox

1 INTRODUCTION

The technical equipment surround the human population and form an integral part of human life. Systems which human interact with technical equipment called Man-Machine Systems (MMS). The article focuses on modeling pilot's behavior, who controls one of the most complex systems – the aircraft. The pilot performs the function of regulator. There are several mathematical models describing the behavior of the pilot which are described in detail in [1], [2], [3].

2 IDENTIFICATION METHODS USED BY SYSTEM IDENTIFICATION TOOLBOX

The toolbox of MATLAB® called System Identification Toolbox (SIT) offers identification of parametres for dynamic systems. SIT can find optimum parameters of a known transfer function. SIT performs a calculation based on input and output original data and the sampling frequency. The original flight altitude forms the input data and the output data are performed by elevator deflection. This toolbox offers to set fixed numbers of parametres for transfer function, if they are knowing. System identification toolbox offers setting of initial condition. SIT can compare original measured data with calculated model. The similarity level of the measured data and the model is given by parameter Best fit, which is mean quadratic deviation in percentage. [4]

The next advantage of SIT is that user can choose one of the five identification methods: Gauss-Newton method, Levenberg-Marquardt method, Steepest descent gradient algorithm, Trust-region reflective method and Adaptive Gauss-Newton method which is described in detail in [5].

2.1 GAUSS-NEWTON METHOD

The Gauss-Newton method is used for solving nonlinear least squares problem which is defined by equation (1)

$$\min_x \phi(x) = \frac{1}{2} \|f(x)\|_2^2 \quad (1)$$

, where x is n -dimensional vector and f is m -dimensional vector function of x . The advantage of Gauss-Newton method compared to Newton method consists in the fact that Gauss-Newton algorithm does not require the evaluation of the second-order derivation. [6], [7]

The gradient equation (2) is used to finding the stationary points of the function $\phi(x)$

$$\nabla\phi(x) = J^T(x)f(x) = 0 \quad (2)$$

, where $\nabla\phi(x)$ is gradient of function $\phi(x)$ and $J(x)$ represents the Jacobian of the function $f(x)$. This problem can be solving by Gauss-Newton algorithm which comprising the following steps.

Step 1: selection of an initial estimate $x_0 \in R^n$

Step 2: repetition until convergence

Step 2.1: solving the equation $J(x_k)^T J(x_k) s_k = -J^T(x_k) f(x_k)$

Step 2.2: $x_{k+1} = x_k + s_k$

2.2 STEEPEST DESCENT GRADIENT METHOD

The steepest descent gradient method is used for the finding of local minimum or local maximum of a function. After determining the initial guess of solution x_0 the gradient of function in this point $\nabla f(x_0)$ is evaluated. The minimum of function $f(x)$ is approached by a sequence of steps s in the negative gradient direction by equation (3). Algorithm converges when the gradient is equal to zero. The algorithm find the local maximum when there is the positive gradient direction. [8]

$$x_{k+1} = x_k - s \nabla f(x_k) \quad (3)$$

2.3 LEVENBERG-MARQUARDT ALGORITHM

Levenberg-Marquardt algorithm is iterative method for finding the local minimum of a function. This method is a combination of the Gauss-Newton method and the Steepest descent gradient method. If the current solution is far from the result, the algorithm uses the method similar to Gradient method. On the other hand if the current solution is close to the result, the algorithm uses the Gauss-Newton method. [9]

2.4 TRUST-REGION REFLECTIVE METHOD

The Trust-Region method represents one of the most effective optimization method. Consider the function $f(x)$, where x is a vector and the resulting value is a scalar. The function $f(x)$ is aproximated by a simpler function $q(x)$ in the region N of the point x . The region N is called trust region. The quadratic approximation of the function $q(x)$ is defined by the Taylor expansion. The first step s is determined from the equation (7).

$$\min_s \{q(s), s \in N\} \quad (7)$$

If $f(x+s) < f(x)$ the actual point is changed to $x+s$. If the inequality does not apply, then the actual point does not change, the trust region N is reduced and the step is determined again. [4]

3 PILOT BEHAVIOUR MODELS

Tustin-McRuer model is one of the most widely used model of pilot's behavior currently. This model is based on physiological and neurological description of the man. Tustin-McRuer model is described by transfer function (8). The model is described in detail in [1], [3].

$$F_{(p)} = K \frac{(T_3 p + 1)}{(T_1 p + 1)(T_2 p + 1)} \exp(-\tau p) \quad (8)$$

, where K is a human gain [-], T_1 is a neuromuscular time constant [s], T_2 is a lag time constant [s], T_3 is a lead time constant [s] and τ is a reaction delay [s].

It was used another model for approximation of pilot's behavior. This extended model is described by equation (9) and contains next pole in the denominator. The time constants and other parameters are the same as in the previous model (8), T_4 is the lag time constant [s]. [10]

$$F_{(p)} = K \frac{(T_3 p + 1)}{(T_1 p + 1)(T_2 p + 1)(T_4 p + 1)} \exp(-\tau p) \quad (9)$$

4 EXPERIMENT DESCRIPTION

The experiment was held in cooperation in University of Defence in Brno. It was used fixed-based flight simulator with software which can record elevator deflection, flight altitude and other data. The experiment consisted in measurement of pilot's response to visual perception which was a step change of flight altitude during longitudinal movement of the airplane. It was the altitude drop of 300 meters. Pilot was trying to return to its original flight level in the shortest period of time. The pilot controlled the aircraft using only the elevator, so the aircraft engine thrust was constant.

5 IDENTIFICATION OF PARAMETERS FOR PILOT MODEL

The System Identification Toolbox was used to parameter identification of pilot behavior model. The measured data was identified by all five identification methods and there were used two pilot behavior models – Tustin-McRuer model defined by equation (8) and extended model described in (9). The same pilot is used for the approximation by both models. The initial condition were set to zero. The transport delay was determined manually from the measured data and it was set as fixed parameter in SIT before the start of identification.

Figure 1: shows the resulting responses of the pilot approximated by Tustin-McRuer model (8). This is a comparison of original data of elevator deflection with the approximation by models evaluated by five identification methods. It is clearly visible from the graph that the best approximation was achieved by Trust-Region identification method with Best fit parameter of 69.74%. Approximation by Gauss-Newton method was very similar with Best fit parameter of 68.01%. The model identified by Adaptive Gauss-Newton method reached good result. On the other hand, the Levenberg-Marquardt algorithm and Gradient method were not appropriate for approximation by Tustin-McRuer model of pilot. Parameter Best fit of these two methods is less than 10%.

Table 1 shows the parameters of Tustin-McRuer pilot behavior model (8). Model identified by Gradient method contains a very large time constant T_2 and large gain K which confirms that this model achieved bad results. The similar situation occurred with the model identified by Levenberg-Marquardt method which contains very small time constants T_1 and T_2 .

method	K [-]	T_1 [s]	T_2 [s]	T_3 [s]	τ [s]	Best Fit [%]
Gauss-Newton	-0.117	0.70964	0.70985	14.122	0.680	68.013
Adaptive Gauss-Newton	-0.086	0.00001	1.49784	19.648	0.680	53.208
Levenberg-Marquardt	-0.220	0.00002	0.00001	13.734	0.680	8.641
Gradient	-98.547	0.04591	10000	18.575	0.680	2.596
Trust-region	-0.116	0.68195	0.66962	14.211	0.680	69.739

Table 1: Parameters of the Tustin-McRuer pilot behavior model (8)

Approximation by Tustin-McRuer model using Gradient method achieved bad results for all pilots, the Levenberg-Marquardt algorithm and Trust-Region method achieved bad results in several cases.

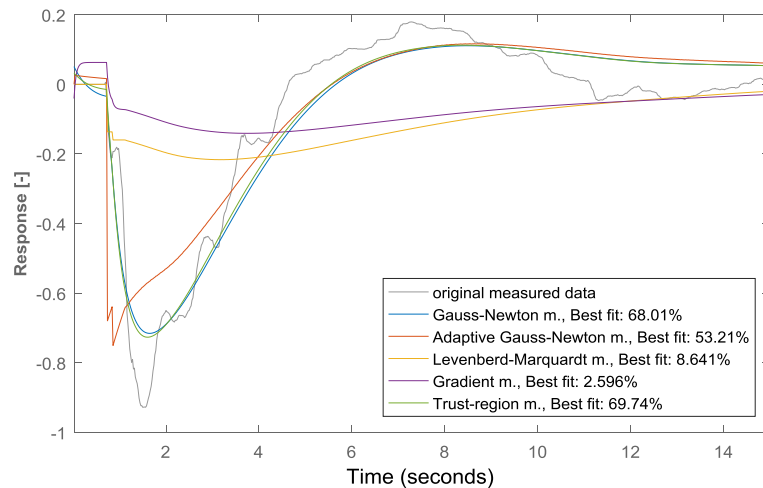


Figure 1: Comparison of acquired pilot response with approximation by Tustin-McRuer model (8)

Figure 2 shows the acquired responses of the pilot approximated by extended model (9). It is visible that the best accuracy was achieved by Gauss-Newton, Adaptive Gauss-Newton and Levenberg-Marquardt method. Parameter Best fit of these three methods is greater than 80%. Identification by Trust-Region method reached good result with parameter Best fit of 77.97%. It is clearly visible that Gradient method is not appropriate for approximation by extended model of pilot. The time constants T_2 , T_4 and gain K are very large of model identified by gradient method which is shown in Table 2.

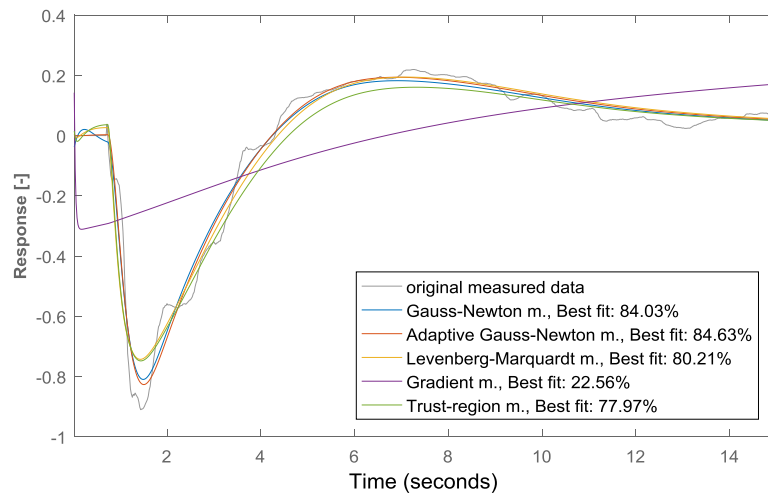


Figure 2: Comparison of pilot response with approximation by extended model (9)

method	K [-]	T_1 [s]	T_2 [s]	T_3 [s]	T_4 [s]	τ [s]	Best Fit [%]
Gauss-Newton	0.007	0.284	0.284	-207.880	0.532	0.700	84.028
Adaptive Gauss-Newton	0.009	0.532	0.263	-160.366	0.307	0.700	84.635
Levenberg-Marquardt	0.004	0.025	0.571	-348.658	0.561	0.700	80.208
Gradient	-70.853	0.025	162.223	-9.853	162.223	0.700	22.562
Trust-region	-0.040	0.033	0.554	38.077	0.553	0.700	77.969

Table 2: Parameters of the extended pilot behavior model (9)

The approximation models of other pilots were similar to pilot who is described here. The measured data were good approximate by extended models identified by all methods except for Gradient method which reached bad results and was not appropriate for approximation by extended model.

6 CONCLUSION

The paper deals with modelling of human pilot behavior using different identification methods of SIT. The paper focus on two approximation models – Tustin-McRuer model and extended model. The Gauss-Newton method, Adaptive-Gauss Newton algorithm and in several cases the Trust-region method or Levenberg-Marquardt method are appropriate for approximation by Tustin-McRuer model. All identification methods except for Gradient method are appropriate for approximation by extended model of pilot. Approximation by the extended model achieved best results than approximation by the Tustin-McRuer model. The goal of modelling of pilot behavior is to determine the status of their training and skills. Analysis of the pilot model should serve to recognize the pilot's fatigue or stress which could prevent the failure of human operator.

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] MCRUER, D.T., KRENDEL, E.S. *Mathematical Models of Human Pilot Behavior*. Hawthorne California: AGARD AG-188, 1974.
- [2] Jirgl, M., Havlíková, M., Bradáč, Z. *The Dynamic Pilot Behavioral Models*. 25th DAAAM International Symposium on Intelligent Manufacturing and Automation, 2014.
- [3] JIRGL, M. *Analysis of pilot's behaviour models during flight*. University of technology Brno. Doctoral thesis. 2016. 142 s. Vedoucí práce: doc. Ing. Zdeněk Bradáč, Ph.D.
- [4] MATLAB Documentation © 1984-2017 [online] Dostupné z: <http://www.mathworks.cn/access/helpdesk/help/techdoc/index.html>
- [5] Wills, Adrian, B. Ninness, and S. Gibson. "On Gradient-Based Search for Multivariable System Estimates". *Proceedings of the 16th IFAC World Congress, Prague, Czech Republic, July 3–8, 2005*. Oxford, UK: Elsevier Ltd., 2005.
- [6] LAWLESS, A. S. Approximate Gauss–Newton Methods for Nonlinear Least Squares Problems. *SIAM Journal on Optimization*. 2007, 18(1): 106-132. DOI: 10.1137/050624935. ISSN 1052-6234.
- [7] P-^oA. Wedin. On the Gauss-Newton method for the nonlinear least-squares problems. Institute for Applied Mathematics, Stockholm, Sweden, Working Paper 24, 1974.
- [8] Godswill U. Achi, Agomoh Ugochukwu K. Locating the Optimizer of a Non-Differentiable Convex Function in N-Space. *American Review of Mathematics and Statistics*. 2016, p. 61-72.
- [9] K. Levenberg. A Method for the Solution of Certain Non-linear Problems in Least Squares. *Quarterly of Applied Mathematics*, 2(2):164–168, Jul. 1944.
- [10] Jalovecky, R., Andrlé M., Boril J. *Advanced Models of Human Behaviour in Aircraft Flight Control*. Proceedings of 18th International Conference. Transport Means. 2014.

COAXIAL MULTIPLEXER FOR AUTOMATIC MEASUREMENT OF AC CURRENT

Ondřej Bošík

Doctoral Degree Programme (1), FEEC BUT

E-mail: bostik@feec.vutbr.cz

Supervised by: Karel Horák

E-mail: horak@feec.vutbr.cz

Abstract: The paper presents recent work on measurement automatization at the Czech Metrology Institute (CMI) in Brno. The purpose of designed equipment is to automatically switch current shunts during the calibration procedure of precise current sources. The article presents some of the main components including voltage follower and coaxial multiplexer itself and the final solution.

Keywords: CMI, current measurement, measurement axiomatization, calibration, voltage follower, shunts switch

1 INTRODUCTION

Precise calibration of AC current supply can be very time-consuming process. Special current shunts are used to measure current indirect. Workers from Czech Metrology Institute need to change these current shunts for every measurement range manually. The goal of this work is to describe the automatic system, which switches current shunts remotely using common measuring bus GPIB. New equipment must minimally affect measured circuit, lower the phase error caused by connecting digital voltmeter to the circuit. Moreover voltage drop on the current side must not exceed 1.5 V including the connected shunt and the whole device must work with minimal noise.

Realized equipment consist of two main blocks. One is the multiplexer itself and the voltage follower, the unity gain amplifier, which lower the error caused by loading the measured circuit.

2 CURRENT SITUATION

Before this project has started, CMI workers developed two essential devices used here. Precise current shunts and GPIB Universal Interface, a proprietary unit meant to be integrated into general machines to enable them to be controlled via GPIB interface.

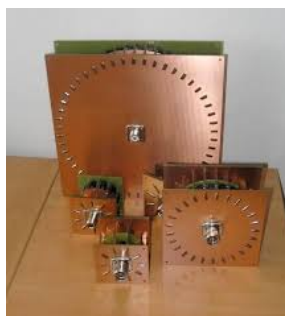


Figure 1: CMI current shunts (taken from [1])

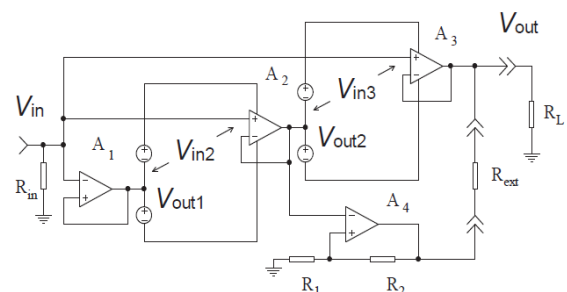


Figure 2: The principle diagram of the voltage follower (taken from [2])

2.1 CMI CURRENT SHUNT DESIGN

CMI workers use current shunts of cage design (see fig. 1), which consist of parallel linked precise resistors from Vishay. The designed range varies from 30 mA to 100 A, the nominal output voltage is 1 V. The frequency range of the current sources is from 10 Hz up to 100 kHz. All current shunts use coaxial connectors type N or UHF, depends on presumed current [1].

2.2 GPIB UNIVERSAL INTERFACE

This device was designed as single-board PCB which includes 16 digital inputs and 16 digital outputs, two analog outputs and four analog inputs (8bit or 16bit resolution), UART bus and SPI bus in both master or slave mode. The whole device was designed and manufactured in CMI's laboratory [3].

3 VOLTAGE FOLLOWER

The essential part of proposed device is the voltage follower. This device is essential to unload the measured circuit and lower the measurement error of connected voltmeter. Input circuits of voltmeter consist of $R = 10\text{ M}\Omega$ and $C = 100\text{ pF}$, which make significant phase delay of 100 μrad on 100 kHz.

3.1 INITIAL DESIGN

The design of voltage follower is based on a commonly used idea presented in the year 1999 as a part of the high-frequency thermal comparator in [4].

The main idea is to upgrade normal non-inverting unity gain amplifier with more stages which correct the error of the previous amplifier. As you can see at figure 2, the amplifier A1 utilize standard unity gain amplifier for the input voltage V_{in} . The output of this first amplifier V_{out1} is used as common ground for the second amplifier A2. This stage works only with the error voltage and its output V_{out2} copy the input voltage V_{in} more accurately. The third stage A3 is based on the same idea. If the voltage follower is meant to drive significant current, the A4 can be added to the output [2].

During simulations of the design was discovered, that optimal result shows the op-amp ADA4610 as input amplifier A1 and output amplifier A4. The reason to select this op-amp was presence of FET input stage for high input capacity. The correcting stages A2 and A3 consist of two ultra low noise op-amp ADA4899.

3.2 POWER SUPPLY

Typical operational amplifiers use symmetrical power sources. To simplify the design, the DC-DC voltage converter was used. The selected model is JCA0605D03 from the company XP Power [5], which converts +5V DC to symmetrical voltage $\pm 15\text{V DC}$. The main benefit of using this voltage converter lies in the fixed working frequency of 300kHz independently on the current drawn. This frequency lies out of the desired frequency, furthermore, it can be simply cut off by a low-pass filter.

To smooth this power supply, the pair of linear stabilizers MC78M12 and MC79M12 was used. On the other side, this upgrade lowers the input voltage to $\pm 12\text{V DC}$.

3.3 ACHIEVED RESULTS

For the calibration purposes, the constructed prototype of the voltage follower was tested with DAC PC card NI PXI 6733 as a generator and the ADC conversion 24bit PC card NI PXI 5922 was used as a digital voltmeter. Sampling rates of both PC cards were synchronized via clock output of PXI 6733 (5 MHz) to ensure coherent sampling rate.

The FFT is used to calculate the voltage vectors. Before the measurement, the transmission buffer was self-calibrated with the connected inputs A and B. The residual error of the multiplexer was then corrected during measurement. The deviations of amplitude and phase obtained by measuring the dependence of the input signal are shown in fig. 3. Associated uncertainty was determined by qualified estimates made by CMI staff.

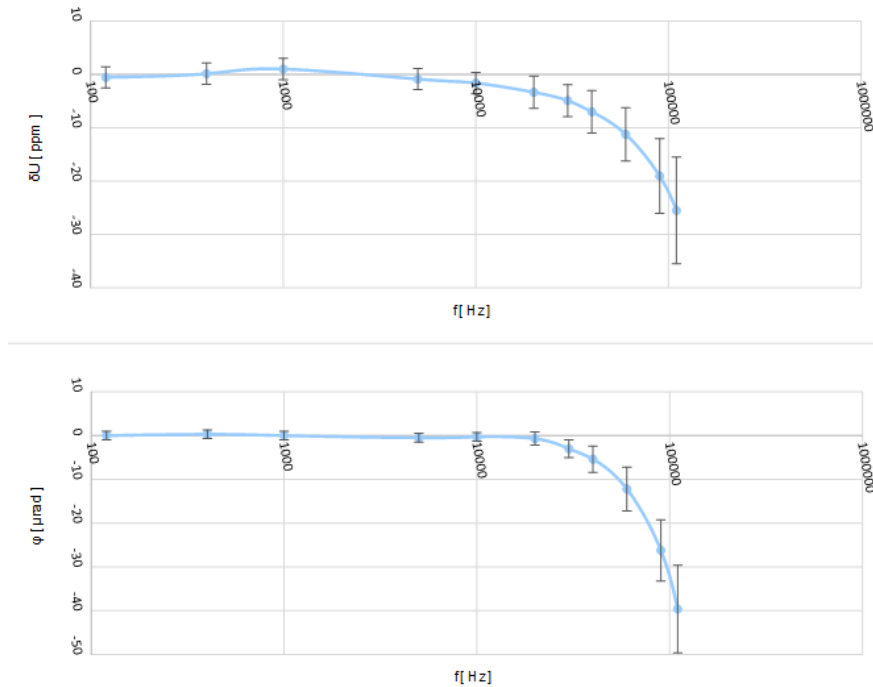


Figure 3: The dependence of amplitude and phase of the input signal obtained from the calibration voltage follower

4 COAXIAL MULTIPLEXER

The main part of introduced equipment is the coaxial multiplexer, a device capable of switching precise current shunts via GPIB. The current situation in the CMI laboratory states several demands on the final device:

- two pairs of input clamps,
- capability to connect various current shunts:
 - 6x small shunts rated for currents from 30 mA to 1 A with coaxial connector N,
 - 2x medium shunts rated for currents from 2 A to 5 A with coaxial connector N,
 - 2x big shunts rated for currents from 10 A to 20 A with coaxial connector UHF,
- detachable implementation of voltage follower,
- local and remote control,
- focus on minimizing measurement uncertainty and negative interference.

4.1 KEY COMPONENTS

One of the most significant components of introduced device are the switching elements. Many variants were considered, including switching transistors and solid-state relays. These parts can considerably affect measuring circuits. The best solution was utilized electromagnetic bistable relays,

which add only small transfer resistance to the measured circuit. Also, no current is present in the relay coils after the switching is completed, so there is no current transferred to the measuring circuit via induction from the control circuit.

The most precise measurement relays are manufactured by company Omron [6]. These relays can be found as part of the measurement devices from companies like Keysight Technologies. For the small currents up to 1 A the most optimal solution is SMD mounted relay OMRON G6SU-2G rated for 2 A. Manufacturer states recommended applications like measurement devices and Hi-fi [6]. The medium shunts are switched via bistable relay OMRON G5RLK1-E rated for up to 16 A [6].

For the biggest currents and input clamps switching, the bistable relays cannot be utilized. The choice was made to use relay OMRON G8P-1C4TP [6]. Usage of the monostable relay has also the advantage in security because during power or control circuit failure the relays go to the safe position.

The second significant type of components are the coaxial connectors. For the N-type the RADIALL R161441000 used and for the UHF-type, the choice was made to implement Huber&Suhner type 23_UHF-0-0-2033. These parts were chosen by CMI workers based on the long term experience.

The control circuits are built around micro-controller ATmega328P. The bistable relays are driven with integrated circuit MAX4820 used according to application note [7].

4.2 CIRCUITS

Schematic diagram of realized coaxial multiplexer is shown in fig. 4. Typical current sources usually have two individual output clamps. The first relay pair switch between these clamps. The next relay in the circuit are included for the security reasons - it shorts the circuits when failure and forces the current sources to engage internal protection.

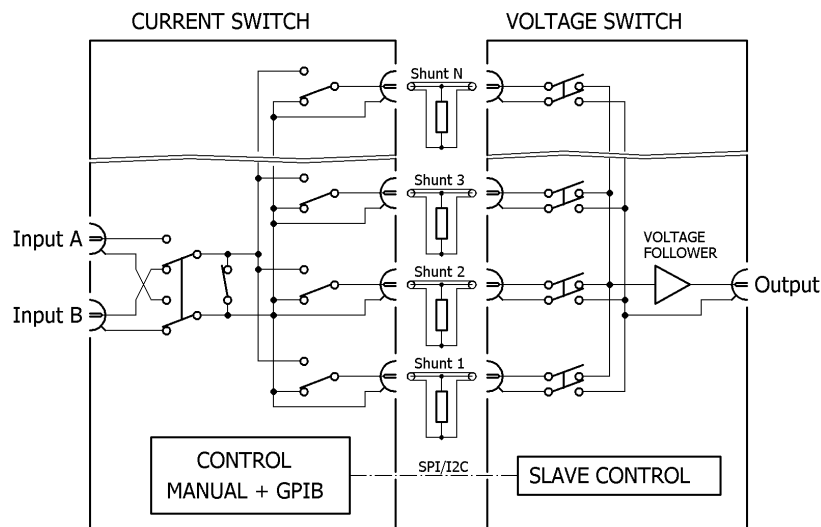


Figure 4: Schematic diagram of coaxial multiplexer

The main reason for the multiplexer is to switch between the current shunts. After the safety section, there are switching relays. The control circuit is programmed so only one relay is opened and the remaining relays are closed. To minimize the capacitive coupling, the closed relays shorts the corresponding current shunt. To limit the voltage drop by half, corresponding terminals of every double relay are connected.

The output voltage from the shunts is then conducted through another set of bistable relays. The voltage than can be routed through discusses voltage follower and carry on to the connected voltmeter.

4.3 RESULTS OF IMPLEMENTATION

Final solution is captured on fig. 5. The entire product was divided into two parts. The bigger one contains current switching unit, GPIB Universal Interface, manual control interface and main control unit. Reason to produce separate units was to minimize interference. The smaller unit contains voltage switch and voltage follower. Both units are linked via SPI.

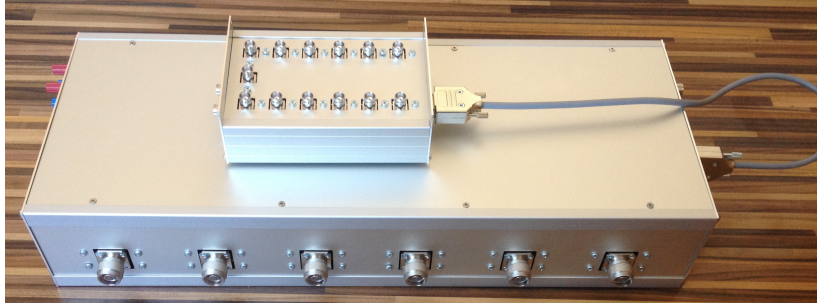


Figure 5: The realized multiplexer captured from the right side of the device

5 CONCLUSION

Article presents precise coaxial multiplexer for the purposes of the Czech Metrology Institute. The machine is capable of switching between two pairs of input clamps, ten different current shunts, engage protective relays. All the features can be operated remotely via GPIB or locally on the situation.

Important part of the device is voltage follower which lower the phase error caused by connected voltmeter.

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] V. Nováková Zachovalová, *Accurate AC currents measurements*. Doctoral thesis, Brno university of technology. Faculty of electrical engineering and communication, Brno, 2013. [Online; accessed 14. 3. 2017].
- [2] I. Budovsky and T. Hagen, “A precision buffer amplifier for low-frequency metrology applications,” in *Precision Electromagnetic Measurements (CPEM), 2010 Conference on*, pp. 28–29, IEEE Publishing, 2010.
- [3] CMI employes, “GPIB universal interface,” tech. rep., CMI, Brno, 2014.
- [4] I. Budovsky, A. Gibbes, and D. Arthur, “A high-frequency thermal power comparator,” *Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on*, vol. 48, no. 2, pp. 427–430, 1999.
- [5] XP Power employes, “Jca0605d03,” tech. rep. [Online; accessed 14. 3. 2017].
- [6] Omron employes, “Product catalog - relay,” 2016. [Online; accessed 14. 3. 2017].
- [7] Maxim Integrated employes, “Application note 3288: Ic drives up to four single-coil latching relays,” tech. rep. [Online; accessed 14. 3. 2017].

COMPARISON OF METHODS FOR MEASURING SHOCK DURATION

Jan Kunz

Doctoral Degree Programme (1), FEEC BUT

E-mail: xkunzj00@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Petr Beneš

E-mail: benesp@feec.vutbr.cz

Abstract: This paper compares a linear interpolation, an interval and a sine interpolation method for measuring mechanical shock duration. All methods are analysed to find differences and limitations. Then methods are tested on simulated and real shock shapes to confirm analysis results. We discovered that the sine interpolation method is very robust to noise, however is sensitive to shock shape changes. The linear interpolation method accuracy is influenced by noise, however this method works also on high noise level ($SNR = 0$ dB). The interval method provides consistent results up to some noise level ($SNR > 10$ dB), where it stops working.

Keywords: mechanical shock, half-sine shock, duration measurement, linear interpolation method, interval method, sine interpolation method

1 INTRODUCTION

Many equipment failures are caused due to mechanical shocks and vibrations. Current trends on one hand forces manufacturers to behave more ecologically. This leads in increasing devices lifetime. On the other hand, devices became more sophisticated and complicated. Then guarantee device lifetime is almost impossible without proper testing.

Specification for shock testing is available in [1], where are described shock shapes, parameters and tolerances. There are also requirements for shock measurement and testing evaluation. The norm [1] defines two shock parameters, an amplitude and a duration. For shock duration calculation two methods (linear interpolation and interval) are generally used [2]. We have added for comparison other interpolation method, which interpolates data by ideal shock shape, to see differences in their results. This paper describes pros and cons of all three methods and discuss the differences.

2 SHOCK TYPES

Shock is defined by its shape, a maximal acceleration A_{max} and a duration t_d . There exist also other parameters, which reflects real shapes, such as amplitude tolerances (usually 20 %), an overall velocity change and a shock response spectrum (SRS) [1].

The norm [1] describes three different shock shapes, a half-sine (fig. 1a), a sawtooth (fig. 1b) and a trapezoidal (fig. 1c). However, there are also other similar shock shapes such as a versed sine and a rectangle. There exist also pyroshocks, where no shape is defined [3]. Pyroshocks are mostly used to simulate the effect of pyrotechnic devices (f.e. explosives bolts) in aerospace industry. The half-sine shocks are the most common shock shapes, because it simulates drop or impact [1]. Further in this document will be used only the half-sine shock shape.

Real shocks have different shape than ideal. It is caused by a non-zero mass and usage of a real non-linear materials [4]. In real applications an acceleration profile has a smooth derivation due to inertia.

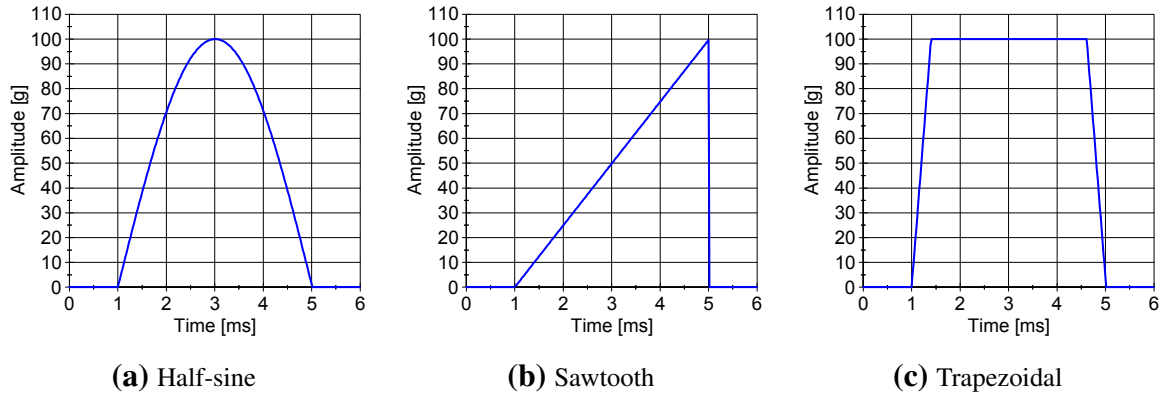


Figure 1: Shock Shapes

Other difference is caused by mechanical resonances which amplifies some frequencies more than others [5]. Rebounds of the tested apparatus also affect the shape. Real shocks have usually different slopes of rising and falling edge because the impact is not perfectly elastic [4]. Finally, noise also changes the shock shape. The noise level in shock measurement can be high (up to $SNR = 0 \text{ dB}$).

Typical duration of the shock varies from 0,2 ms to 11 ms, however there exist also shocks with duration up to 30 ms [1]. Shock amplitudes are dependent on shock duration, in general shorter shocks have higher amplitudes. Amplitudes vary from 10 g to several thousand g. Pyroshocks can have amplitudes up to 300 000 g [2, 3].

3 DURATION CALCULATION

For shock evaluation shock parameters has to be calculated from measured data. A calculation of a peak acceleration from data is easy, maximal value is usually used. A shock duration calculation is more complicated due to the non-ideal shock shape. Three methods an interval, a linear interpolation and a sine interpolation for shock duration calculation from the time history and described and compared. For comparison all methods were implemented in LabVIEW.

3.1 INTERVAL METHOD

This method measures a time interval in 10 % level of the peak amplitude (fig. 2a) [2]. The 10 % level is compromise between method accuracy and noise robustness. At this level the effect of smooth shock edges is minimal, however at this level method is sensitive to noise. The method is measuring shorter duration, however the error is less than 7 %. For $SNR = 10 \text{ dB}$ is probability (confidence interval 99,9 %), that white noise peaks exceed the 10 % level, 0,1 % and for $SNR = 0 \text{ dB}$ is 3,6 %.

In ideal case (without noise) is detection when the shock exceeds 10 % level of the peak amplitude simple. In case with noise the detection is more complicated, however averaging can be used. A linear interpolation for noise suppression is also possible, however then is easier to use the linear interpolation method.

3.2 LINEAR INTERPOLATION METHOD

This method linearly interpolates rising and falling edges (fig.2b). Then calculates time (f.e. t_1 for rising and t_2 for falling edges) when interpolation line crosses zero. Finally, duration of the shock t is calculated as a difference $t = t_2 - t_1$ [2].

It is important to select which part of the slope to interpolate. An ideal shock shape is possible to interpolate from zero. Because of shock smooth edges the interpolation can start from 10 % of the

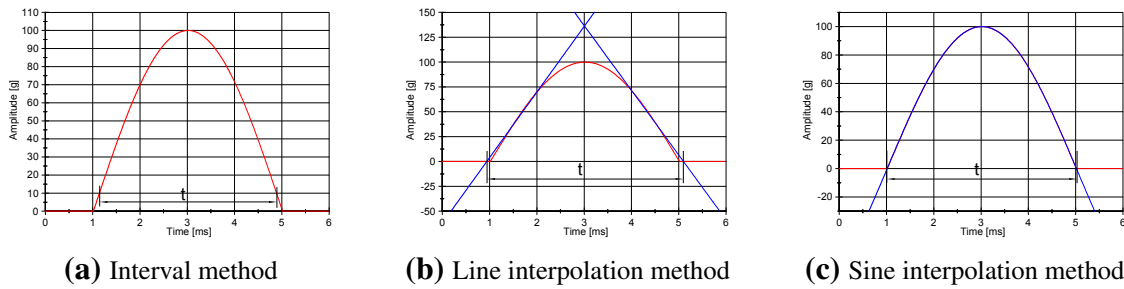


Figure 2: Principle of duration calculation methods

peak value. At this level method is sensitive to noise (see 3.1). To minimize the sensitivity, the start level can be increased. For 20 % of the peak value as a starting point and $SNR = 0 \text{ dB}$ is the probability, of exceeding the level by noise, 0,02 %. In my implementation I interpolate from 20 % of the peak amplitude.

The highest point for interpolation should be as low as possible. However, in real application is necessary to have enough samples for interpolation to suppress noise. The highest limit should not exceed 80 % of the peak amplitude, because the error between ideal and actual slope increases polynomially. For 80 % of the peak amplitude is the error 4 %. In my implementation I interpolate to 80 % of the peak amplitude.

3.3 SINE INTERPOLATION METHOD

This method interpolates the half-sine shock shape by a sine wave (see fig. 2c), then from the period T calculates the shock duration $t_{SI} = \frac{T}{2}$. Similar to the interpolation method (sec. 3.2) it is important to select which part of the shock to interpolate. This method needs only lower limit, due to smooth edges. My implementation uses same lower limit as the linear interpolation method (20 % of the peak amplitude). For non-linear interpolation Levenberg-Marquardt algorithm is used because this is the only general non-linear fitting algorithm available in LabVIEW.

This method should be the most accurate from all methods mentioned above. However, it is sensitive to different slopes of shock edges, which is limitation for usage on real signals.

4 COMPARISON

Methods for measuring a shock time duration were compared on a simulated shock shape with known duration and added noise. Then methods were used to measure a duration of a real shock.

4.1 SIMULATED SHOCK

The shock used for simulation was half-sine shape with duration $t_d = 4 \text{ ms}$ and peak acceleration $A_{MAX} = 100 \text{ g}$. Firstly was measured a duration by all three methods without noise. Then white noise with different SNR was added to the shock and the duration was measured again. For each SNR value were performed thousand measurements by each method.

From results is for every method calculated an average value (t_{IP} for linear interpolation, t_{IV} for interval method and t_{SI} for sine interpolation), a standard deviation (σ_{IP} , σ_{IV} and σ_{SI}) and a relative error (δ_{IP} , δ_{IV} and δ_{SI}). Calculated values from simulation are shown in (tab. 1).

In the first line is visible, that the linear interpolation method is measuring longer duration, the interval method shorter and the sine interpolation exact. This corresponding with theory mentioned above. In following lines are results from noisy data with different SNR. Actual white noise standard deviation was calculated from the shock amplitude with 99.9 % confidence interval.

Table 1: Table of measured durations (t_{IP} , t_{IV} and t_{SI}), standard deviations (σ_{IP} , σ_{IV} and σ_{SI}) from ($N = 1000$) samples and relative errors (δ_{IP} , δ_{IV} and δ_{SI}) for linear interpolation, interval and sine interpolation method on half-sine shock with duration $t_d = 4 \text{ ms}$ and peak acceleration $A_{MAX} = 100 \text{ g}$ with different noise levels

SNR [dB]	Linear interpolation			Interval			Sine interpolation		
	t_{IP} [ms]	$\sigma_{t_{IP}}$ [ms]	$\delta_{t_{IP}}$ [%]	t_{IV} [ms]	$\sigma_{t_{IV}}$ [ms]	$\delta_{t_{IV}}$ [%]	t_{SI} [ms]	$\sigma_{t_{SI}}$ [ms]	$\delta_{t_{SI}}$ [%]
–	4,16	0,000	4,00	3,73	0,000	-6,80	4,00	0,000	0,00
30	4,17	0,013	4,37	3,74	0,019	-6,46	4,00	0,005	0,01
25	4,18	0,017	4,51	3,74	0,024	-6,51	4,00	0,007	0,02
20	4,19	0,023	4,70	3,74	0,031	-6,57	4,00	0,009	0,02
15	4,20	0,032	5,02	3,80	0,060	-4,87	4,00	0,012	0,02
10	4,22	0,047	5,58	5,48	2,800	33,62	4,00	0,017	0,04
5	4,26	0,089	6,68	–	–	–	4,00	0,037	0,07
0	4,43	0,550	10,50	–	–	–	4,06	0,482	1,46

In case of the linear interpolation method increasing noise level cause the result and the error slightly increased. This method is able to measure shock duration even if noise level is high ($SNR = 0 \text{ dB}$). The interval method measures almost the same values with increasing noise level, however at some level (in this case $SNR = 10 \text{ dB}$) are the noise peaks higher than 10 % level of the peak amplitude, that causes the measured value inapplicable. The sine interpolation method is the most accurate and stable from all tested methods. With increasing noise level, the method becomes slightly inaccurate. However, some difference is visible only at $SNR = 0 \text{ dB}$.

A difference between sine interpolation and linear interpolation (interval) method is 4 % (6,7 % respectively). While the difference between linear interpolation and interval method is approx. 10 %.

4.2 REAL SHOCK

For testing methods on a real shock was used half-sine shock generated by a shock machine AVEX SM110-MP and measured using a piezoelectric accelerometer PCB J352C04. Data was sampled using a NI card 9234 with sampling frequency $f_s = 51.2 \text{ kSa/s}$.

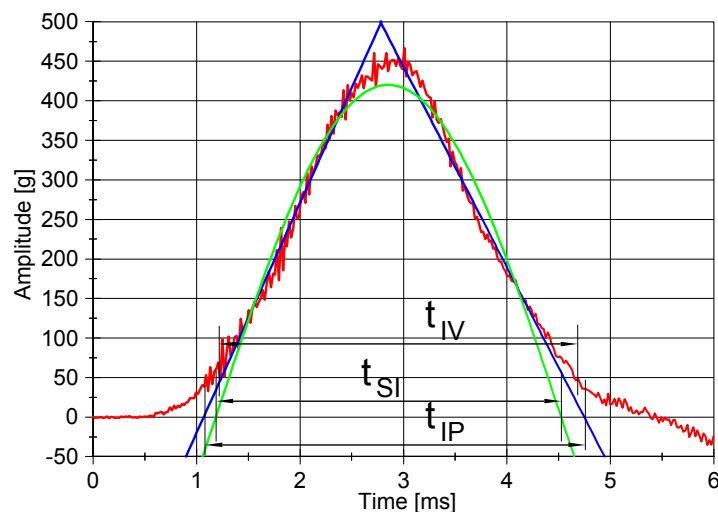


Figure 3: Methods results on real shock data

On figure (fig. 3) is visible real shock shape with time intervals measured by all three methods. The

linear interpolation method measures shock duration $t_{IP} = 3,68 \text{ ms}$, the interval method $t_{IV} = 3,44 \text{ ms}$ and the sine interpolation method $t_{SI} = 3,33 \text{ ms}$.

Difference between the sine interpolation and the linear interpolation (interval) method is -10% ($-3,3 \%$ respectively) and for the linear interpolation and the interval method approx. $6,5 \%$. Changes in differences between real and simulated data are in the same order 14% , 10% and $3,5 \%$.

The smallest difference is between the linear interpolation and the interval method, so these methods behave similarly on simulated and real data. The differences between the sine interpolation and other methods are 14% and 10% , which is significant difference. This difference is caused by the sine interpolation method because the other methods behave similarly. While the sine interpolation method behaves perfectly on simulated data, on real data it produces significant error.

5 CONCLUSION

In this paper we compare three methods for measuring shock duration, the linear interpolation, the interval and the sine interpolation method. All methods were analysed to find their limitations (sec. 3) and tested on simulated (tab. 1) and real (fig. 3) data.

The simulated results confirmed that the sine interpolation method is the most accurate and robust from all tested methods. The interval method can't be used on noisy signals ($SNR < 15 \text{ dB}$), however on signal with higher SNR provides consistent results. The linear interpolation method can be used on noisy signals, however the results are influenced by low noise levels.

Testing methods on real shock signal reveals, that the error between the linear interpolation and the interval method remains almost the same like in simulated testing (difference $3,3 \%$). Both methods can be used to measure duration of real shock with respect to their limitations. In contrast the sine interpolation method has differences with the linear interpolation (interval) method 14% (10%). These differences reveals that the sine interpolation method is sensitive to the non-ideal shape, so this method is inappropriate for real applications.

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] IEC:60068-2-27. *Basic environmental testing procedures: Tests – Test Ea and guidance: Shock*, 3 edition, 2008.
- [2] Regelung und Messtechnik Dynamic Test Systems. *Shock Test Machine*, Doc. Nr. 384.0020.
- [3] Christian. Lalanne. *Mechanical vibration and shock analysis*. Wiley, Hoboken, N.J., 2nd ed. edition, 2009.
- [4] Ernest Doebelin. *Instrumentation design studies*. CRC Press, Boca Raton, FL, [online-ausg.], edition, 2010.
- [5] Cyril M. Harris and Allan G. Piersol. *Harris' shock and vibration handbook*. McGraw-Hill, New York, 5th ed. edition, c2002.

DOUBLE-BEAM MACH-ZEHNDER INTERFEROMETER FOR THIN PIEZOELECTRIC FILMS MEASUREMENT

Michal Skalský

Doctoral Degree Programme (1), FEEC BUT

E-mail: xskals01@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Zdeněk Havránek

E-mail: havranek@feec.vutbr.cz

Abstract: This paper describes a Mach-Zehnder double-beam interferometer for measurement of piezoelectric films thickness displacement. The measurement of the sample from both sides with probing beam leads to suppression of bending effect, which can otherwise strongly degrade the results acquired by other methods. The performances of the setup were tested on a reference PZT sample. The measured piezoelectric coefficient was in agreement with its theoretical value. The described setup utilizes minimal number of the optical components which are necessary for controlled phase drift compensation. Further techniques for performance enhancement are also proposed.

Keywords: Laser interferometry, Mach-Zehnder interferometer, double-beam, thin piezoelectric films.

1 INTRODUCTION

Measurement of electromechanical properties of thin piezoelectric layers has currently a considerable importance. Their major application includes various micro-electro-mechanical systems (MEMS). They are used as microsensors, micromotors, micropumps, microcantilevers, ultrasonic and RF arrays, etc. [2, 4, 5]. The advantage of piezoelectric films in MEMS systems is high force and low loss of electrical energy.

Development and modelling of such systems require accurate measurement of their electromechanical properties, especially the piezoelectric coefficients. There exist methods based on direct and converse piezoelectric effect [3]. The direct methods use measurement of electric charge induced by applied stress on the sample. However, this method is not suitable for thin piezoelectric films since it is difficult to achieve a homogeneity of the applied stress [5]. Therefore, the converse methods are used, where the mechanical strain induced by electric field is measurement instead.

The most common converse methods for piezoelectric coefficients measurement are heterodyne laser vibrometer and single-beam interferometer (e.g. Michelson) since they achieve high accuracy and does not influence the measured sample. However, when the frequency of applied electric field increases, the mass centre of thin sample may oscillate and the sample bends, even if the holding is tight. The bending effect can significantly exceed the thickness changes even from several kHz [2].

This can be overcome by the double-beam Mach-Zehnder interferometer [1]. The sample movement is measured from both sides and the common mode displacement caused by bending is thus effectively subtracted. The interferometer described in this paper uses electro-optical phase shifter enabling simpler configuration in comparison to commonly used piezoelectric-driven mirror compensation [1, 2, 3] or modulation [4] method.

2 METHODS

2.1 LASER INTERFEROMETRY

The laser interferometry is based on adding the electric fields of a probing and a reference laser beam. If the beams are coherent and have a wavelength λ , the output power is

$$P_{\text{out}} = P_p + P_r + 2\sqrt{P_p P_r} \cos(4\pi\Delta d/\lambda), \quad (1)$$

where P_p and P_r are powers of the probing and the reference beam respectively, and Δd is their path difference. In case the beams do not interfere completely, the equation 1 can be rewritten as

$$P_{\text{out}} = \frac{1}{2}(P_{\text{max}} + P_{\text{min}}) + \frac{1}{2}(P_{\text{max}} - P_{\text{min}}) \cos(4\pi\Delta d/\lambda), \quad (2)$$

where P_{max} and P_{min} stand for the maximum and the minimum light power, which can be measured from interference curve easily. The interference curve of the interferometer is in fig. 1. The minimum power P_{min} then represents the residual power without interference. The contrast of the interference pattern is defined as a visibility $V = (P_{\text{max}} - P_{\text{min}})/(P_{\text{max}} + P_{\text{min}})$.

To achieve a maximal sensitivity of path change detection, the path difference Δd must be biased to $\Delta d_{\text{bias}} = \lambda(2n + 1)/8$, so the difference is then

$$\Delta d = \Delta d_{\text{bias}} + \Delta d_{\text{piez}}, \quad (3)$$

where Δd_{piez} is a harmonic stretching of measured sample. Cosine response described by eq. 1 can be replaced by sine afterwards. If the displacement to wavelength ratio is $\Delta d_{\text{piez}}/\lambda < 0.04$, which is almost always satisfied, the eq. 1 can be further simplified to

$$P_{\text{out}} = P_p + P_r + 2\sqrt{P_p P_r} (4\pi\Delta d_{\text{piez}}/\lambda) \quad (4)$$

with error less than 1 %. The power on photodetector is converted to an electric current, which is then amplified and transferred to an output voltage, as can be seen in fig. 1. The amplitude Δd_0 of the harmonic displacement Δd_{piez} can be calculated as

$$d_0 = \frac{\lambda}{2\pi} \cdot \frac{U_{\text{out}}}{U_{\text{pp}}}, \quad (5)$$

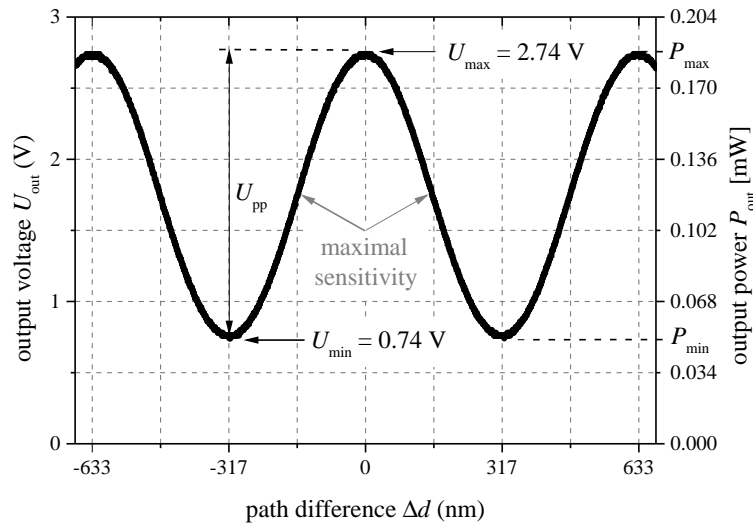


Figure 1: Output interference curve - Measured dependence of the output power P_{out} and the corresponding voltage U_{out} on the path difference Δd (centred to zero). Curve was acquired by sawtooth modulation of path difference with fall steps corresponding to 2π phase shift.

where U_{out} is the amplitude of the output voltage corresponding to the displacement Δd_0 , and U_{pp} is a peak-to-peak voltage of the interference curve.

2.2 MEASUREMENT SETUP

The configuration of the double-beam interferometer consists of discrete optical elements. The whole setup is placed on a stable optical table with air damping to suppress the outer vibrations. The schematic of the double-beam interferometer is in fig. 2.

As a source, we use a frequency stabilized HeNe laser Thorlabs HRS015 producing vertically polarized light with wavelength $\lambda = 632.991$ nm and output power 1.2 mW. To ensure the interference of the reference and the probing beams, the divergence of the laser beam must be sufficiently low. By measuring the beam diameter in full width at half intensity maximum in 11 m distance from the laser we determined the divergence angle $\alpha = 1.16 \cdot 10^{-3}$ rad. The obtained value is better than the value stated by the manufacturer, which is $\alpha_m = 1.25 \cdot 10^{-3}$ rad, and is sufficiently low for ensuring the interference.

The laser beam then must be split to the reference and the probing beam. The beam passes through the optical isolator which prevents reflected light coming back to the laser and also acts as a $\lambda/2$ plate turning the polarization by 45° . The polarized beam splitter PBS1 then divides the power equally to a vertically polarized reference beam travelling to a mirror M3, and a horizontally polarized probing beam going to a $\lambda/4$ plate, which changes the polarization to circular. After passing the lens L1 and reflection from the sample, the $\lambda/4$ plate changes the polarization to a vertical direction, which is then reflected by the PBS1 to a mirror M1. The vertically polarized probing beam is then reflected by a polarized beam splitter PBS2 towards the second $\lambda/4$, where the situation is similar. After passing the $\lambda/4$ plate twice, the polarization of the probing beam is horizontal again and it goes through the PBS2. Here the beam encounters with the reference beam, which travels between mirrors M3 and M4 to the PBS2 with no change of polarization state. After passing the PBS2 both beams have mutually orthogonal polarization, so they need to pass the polarizer to interfere. A Glan-Thomson polarizer with extinction ratio 100 000:1 is used to suppress undesired polarization components. Since the probing beam is more attenuated than the reference beam due to reflection from the sample, the polarization axis is not 45° , but is more close to the horizontal direction. Hence the equality of the probing and the reference beams powers is assured, and the visibility of the interference characteristic sensed by the detector is maximal. In this setup, the Si detector Thorlabs PDA36A-EC is used, which includes

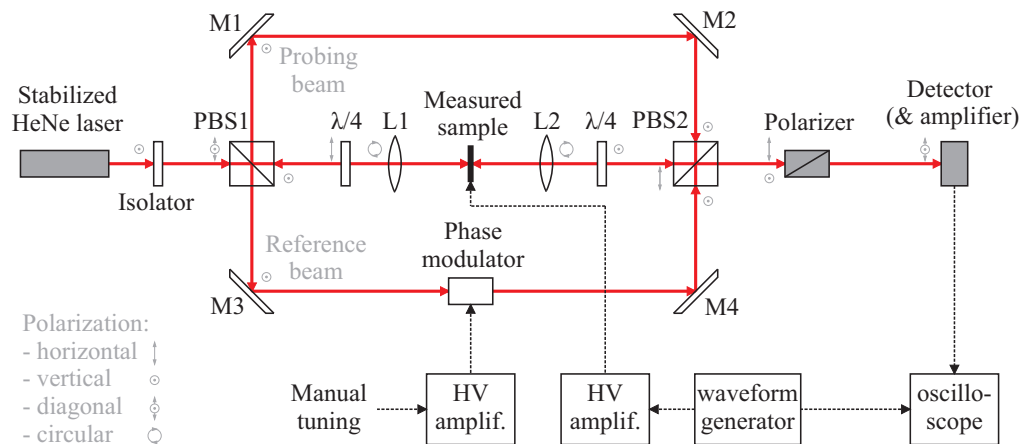


Figure 2: Schematic of the double-beam interferometer configuration.

a switchable amplifier in the case, which helps to suppress an additional noise in the output electric signal. The optical elements must be as close as possible to reduce diverging of the beams. In our setup, the distance between the laser and the detector is approximately 90 cm.

The measurement setup requires precise alignment of the arms sensing the sample. The amount of reflected power is also critical, the electrodes of the piezoelectric film must be therefore polished. A thin Au layer is then usually deposited on the surface for maximal reflectivity.

Further, to sense only the thickness changes and not the bending of the film, the opposite beams must be perfectly colinear and focused to single point in the same position from both sides. The focusing is ensured by condenser lenses L1 and L2 with focal lengths 90 mm to ensure high depth of view. By using the lenses, the slight tilt of the sample caused by its bending is suppressed.

To ensure the colinearity, a series of two or three pinholes placed between lenses instead of the sample is normally used. In this experiment we used a new method based on multiple recirculation of the laser beam through the polarized beam splitters and mirrors M1 and M2 instead. A $\lambda/2$ plate was placed between the $\lambda/4$ and the PBS2, and the lens L1 was moved towards the L2, so their focal points were coincident. The $\lambda/2$ was turned so that after every circulation, half of the beam was passed to the white plane placed behind the PBS2. Then the laser spots with exponentially decreasing power were observed at the white plate. The mirrors M1 and M2 were then tuned precisely to achieve coincidence of the spots.

After setting the probing arm of the interferometer, the reference arm must be adjusted so the both interfering beams were collinear. This can be done by fine movement of mirrors M3 and M4. If the interfering beams do not coincide, they will produce a fine interference fringe whose intensity is integrated through the PIN photodiode. The visibility of the interference then rapidly decreases.

To ensure an operation with maximal sensitivity, a phase modulator is placed between mirrors M3 and M4. The modulator is tuned manually via HV amplifier to introduce a stable phase shift. The sample is driven by harmonic signal from a waveform generator, which is then also amplified. The applied voltage and measured sample strain are displayed by an oscilloscope.

3 TEST MEASUREMENT

To verify the performances of the double-beam interferometer we performed a test measurement on the sample with known electromechanical properties. We used a PZT disc with 15 mm diameter and a thickness of 2 mm. The piezoelectric d_{33} coefficient of the sample was calculated between 380 and 400 pm/V. To perform the experiment the silver electrodes from both sides were polished to maximal reflectivity. Without depositing any further layers, we achieved reflectivity about 50 %, which already provided sufficient output signal. The disc was then clamped vertically to the focal points of the lenses and turned perpendicularly to the incident beams.

To achieve sensitive measurement of sample displacement, usually a lock-in amplifier is used to process the signal from the detector. To perform tests of general functionality of the interferometer, the oscilloscope was used instead. We applied a harmonic voltage with frequencies 10 Hz, 100 Hz, 1 kHz and 10 kHz, which were much lower than the resonance frequencies of the sample and ensured sufficient stability of the piezoelectric coefficient. A high voltage with amplitude of $U_0 = 40$ V was used to reduce a noise. The amplitude of corresponding displacement, determined from eq. 5, was $\Delta d_0 = 15.7$ nm by all frequencies. The piezoelectric coefficient for given frequency range can be then calculated as

$$d_{33} = \frac{\partial S_3}{\partial E_3} = \frac{\Delta d_0}{U_0} = \frac{15.7 \text{ nm}}{40 \text{ V}} \cong 393 \text{ pm/V}, \quad (6)$$

which is in close agreement with theoretical expectations.

4 CONCLUSION

In this paper, the design of a Mach-Zehnder double-beam interferometer for thin films' piezoelectric coefficients measurement was designed and tested. The functionality of the interferometer was proved by measurement of d_{33} coefficient of PZT test sample. The interferometer will be further used for measurement of thin films, where the bending effects needs to be suppressed. The double-beam interferometer can be easily transformed to a single-beam by placing a fixed mirror ahead of one of sample's surface. The results can be then compared and the influence of the bending effect determined. The experiment also proved strict demands on alignment of all optical components as well as sample reflectivity. Also the sensitivity on vibrations and refractive index fluctuations is substantial and outer disturbance must be avoided.

For more accurate measurement with low sample displacements, these condition changes must be suppressed. This will be solved by automatic compensation of phase drift by loopback control, which will be performed during further research. To detect small displacements with high resolution, a lock-in amplifier will be used, which enables great increasing of a signal-to-noise ratio. We are also working on a novel modulation technique, which could avoid the dependence on changes of the total power of the beam as well as the sample reflectivity. This method then could be used for scanning the vibrations along the surface by moving the sample.

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] PAN, W. Y. a L. E. CROSS. A sensitive double beam laser interferometer for studying high-frequency piezoelectric and electrostrictive strains. *Review of Scientific Instruments*. American Institute of Physics, 1989, **60**(8), pp. 2701-2705. DOI: 10.1063/1.1140644. ISSN 00346748.
- [2] KHOLKIN, A. L., Ch. WÜTCHRIC, D. V. TAYLOR a N. SETTER. Interferometric measurements of electric field-induced displacements in piezoelectric thin films. *Review of Scientific Instruments*. American Institute of Physics, 1996, **67**(5), pp. 1935-1941. DOI: 10.1063/1.1147000. ISSN 00346748.
- [3] BURIANOVÁ, L, M ŠULC a M PROKOPOVÁ. Determination of the piezoelectric coefficients d_{ij} of PZT ceramics and composites by laser interferometry. *Journal of the European Ceramic Society*. Elsevier, 2001, **21**(10), pp. 1387-1390. DOI: 10.1016/S0955-2219(01)00024-3. ISSN 09552219.
- [4] CHAO, Chen, Zhihong WANG a Weiguang ZHU. Modulated laser interferometer with picometer resolution for piezoelectric characterization. *Review of Scientific Instruments*. 2004, **75**(11), pp. 4641-4645. DOI: 10.1063/1.1805010. ISSN 00346748.
- [5] ZHAORONG HUANG, S., R. QI ZHANG, R.W. CORKOVIC, R.W. DOREY a R.W. WHATMORE. Comparative measurements of piezoelectric coefficient of PZT films by Berlincourt, interferometer, and vibrometer methods. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control*. USA: IEEE, 2006, **53**(12), pp. 2287-2293. DOI: 10.1109/TUFFC.2006.175. ISSN 08853010.

COMPUTATIONAL PERFORMANCE OF ARM CORTEX M4 AND M7 MICROCONTROLLER ON MOTOR CONTROL APPLICATION

Lukáš Otava

Doctoral Degree Programme (4), FEEC BUT

E-mail: xotava01@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Pavel Václavek

E-mail: vaclavek@feec.vutbr.cz

Abstract: The paper is focused on a comparison of three microcontrollers from computational performance point of the view. The comparison is performed on motor control and fault detection algorithm code executed from microcontroller internal FLASH memory. This code contains more complicated mathematical functions. The computational performance is compared according to computational time on STM32F4, STM32F7 and SAM E70 microcontrollers. Another aspects (like core clock frequency, FLASH configuration, cache configuration, etc.) of microcontroller settings are taken into account in experimental results.

Keywords: Motor control, PMSM, Field oriented control, ARM Cortex M4, ARM Cortex M7, STM32, Atmel SAM E70, Simulink Embedded Coder

1 INTRODUCTION

There are high performance microcontrollers nowadays that are able to perform computations intended only for Digital Signal Processors (DSP) in past. An ARM Ltd. Cortex-M class of microcontroller cores is suitable for such tasks. PMSM Field Oriented Control (FOC) scheme is common in industry and it is possible to run the algorithm even on the lower performance ARM Cortex M0. However implemented fault detection algorithm is computationally demanding and requires high performance microcontroller.

The main purpose of this paper is to verify different schemes of code execution from FLASH memory. Such experiments are usually presented by microcontroller manufacturers, but only with generic algorithms (FIR, FFT) [5]. For comparison, one Cortex M4 and two Cortex M7 microcontrollers were selected. On the one hand STM32F407 ARM Cortex M4 microcontroller was tested with STM32F4DISCOVERY kit [6]. On the other hand STM32F767ZI was tested with NUCLEO144 kit [7] and Atmel SAME70Q21 was tested with SAME70-XPLD kit [3].

1.1 DIFFERENCES BETWEEN FLASH CODE EXECUTION ON ARM CORTEX M4 AND M7 STM32F MICROCONTROLLERS

Program FLASH memories are significantly slower than microcontroller cores. Wait states (WS) represent how often microcontroller core can request next instruction from FLASH. To decrease impact of WS, microcontroller producers implement various FLASH memory accelerators. However the new ARM Cortex M7 offers L1 CACHE coupled with core to decrease impact of WS. There are more possibilities to run code from FLASH:

STM32F7 provides two paths for instructions from FLASH. The STM32F7 system architecture is in Figure 1. First path connects FLASH directly with core through dedicated ITCM bus. This path can be accelerated with ART accelerator [5] on FLASH memory side. The second path goes

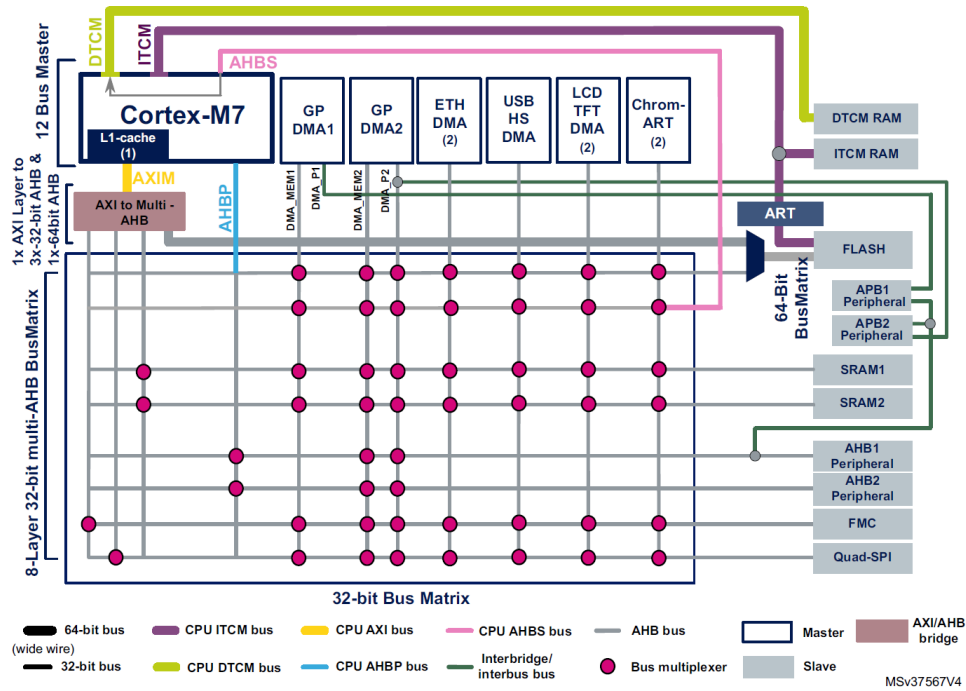


Figure 1: STM32F7 Series system architecture (adopted from [5])

through AXI BusMatrix. This path can be accelerated with L1 CACHE coupled with Cortex M7 core [2]. FLASH dual bank mode is not considered in this paper.

STM32F4 provides only one path for instructions from FLASH memory through AXI BusMatrix. This path can be accelerated by PREFETCH unit and instruction/data CACHE on flash peripheral side [6].

SAM E70 provides also only one path through AXI BusMatrix. This path can be accelerated with L1 CACHE coupled with Cortex M7 core [2].

1.2 MOTOR CONTROL AND FAULT DETECTION APPLICATION REQUIREMENTS

Beside typical multiple&accumulate DSP operations, motor control applications require also goniometric functions, square root and division. The performance optimized versions of these functions in single precision arithmetic are included in the ARM Cortex Microcontroller Software Interface Standard (CMSIS) DSP library [1].

2 IMPLEMENTATION

The test firmware was generally created in two steps.

Simulink model was implemented for performance analysis of three selected microcontrollers. The top level of Simulink model hierarchy is in Figure 2. This model is composed of three subsystems: PMSM model, FOC Speed Control and Fault detection. All of these subsystems were included in performance analysis firmware.

The PMSM model block represent model of real PMSM. Continuous time state equations were discretized with Euler approximation. There are only multiple and accumulate operations. Usage of the PMSM model ensures same data in each experiment.

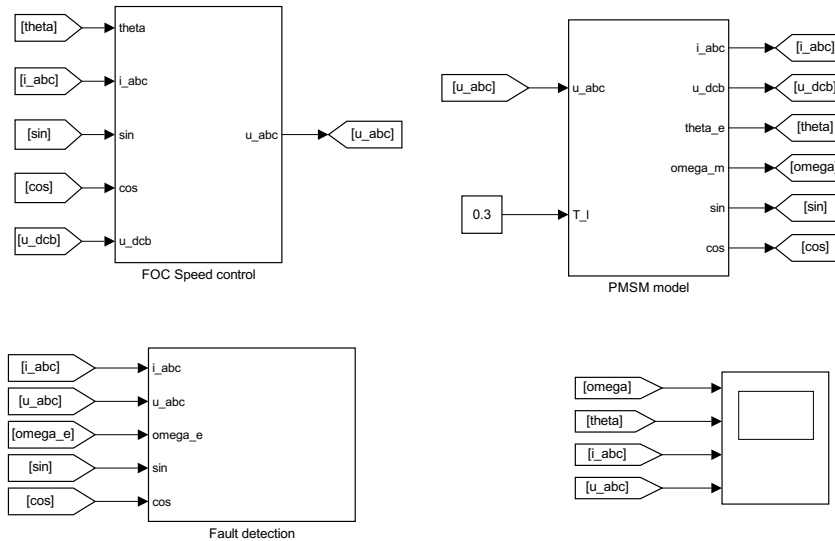


Figure 2: Simulink model with FOC Speed control, PMSM model and Fault detection blocks evaluated in computational performance experiment

The FOC speed control contains inner current control loop. This is more complicated algorithm. Because of space vector transformations, it contains also sin/cos goniometric functions, variable saturations and also square root computations. There are three discrete PI controllers.

Much more complicated than FOC is Fault detection algorithm. It is based on Extended Kalman Filter (EKF), therefore Kalman gain is dynamically computed. The state vector has 6 states. According to EKF algorithm, there is requirement for many computationally demanding 6x6 matrix multiplications. Measurement vector has 3 items, therefore 3x3 matrix inversion is required.

The Simulink model was prepared in two versions - the first one with single precision floating point arithmetic and the second one with double precision arithmetic. Inside double precision model, sin/cos functions and square root are computed in single precision arithmetic, other computations are double precision. The ARM Cortex M7 newly integrated double precision floating point unit can be tested with this model.

Simulink Coder was used with Embedded Real-time Target profile for automatic code generation from the top level Simulink model.

The microcontroller code is consisted of the code generated with Simulink Embedded Coder and microcontroller support libraries. These libraries contain microcontroller initialization (clocks, cache, FLASH, etc.) and common library for mathematical functions CMSIS.

The projects for microcontrollers were managed with STM32CubeMX, SW4STM32 and Atmel Studio. The base firmware was enlarged with Simulink generated code. Then code was compiled with GCC 5 with -O3 optimizations.

3 EXPERIMENTAL RESULTS

The test bench was consisted of development kits and debugging tools only. Because of performance comparison objectivity, there is no connection between firmware and microcontroller peripherals. Therefore the core performance is not affected by DMA transfers or interrupts. All performance measurement data were retrieved with the debugger.

A set of measurement with different settings was divided into three groups. One table was prepared for each group. All the tables show computational time and microcontroller core cycles count per one model update/output period. Results are averaged from thousand samples. Core cycles was measured with Data Watchpoint and Trace unit of microcontroller [8].

Table 1 shows comparison between STM32F407, STM32F767 and SAM E70 running at 407's maximal frequency $f_{CPU} = 168$ MHz. This results are also depicted in boxplot (Fig. 3) to observe variance of the measured computational times. Box plots are numbered according to the Table 1.

Microcontroller	No.	FLASH and core setting	CPU cycles	Time [μ s]
STM32F4	1	PREFETCH and FLASH CACHE disabled	10953	65.21
	2	PREFETCH and FLASH CACHE enabled	8050	47.87
STM32F7	3	ITCM, PREFEATCH and ART disabled	10865	64.67
	4	ITCM, PREFEATCH and ART enabled	10434	62.11
	5	AXI, Cortex M7 L1-CACHE disabled	11824	70.39
	6	AXI, Cortex M7 L1-CACHE enabled	5006	29.80
SAM E70	7	AXI, Cortex M7 L1-CACHE disabled	24205	144.43
	8	AXI, Cortex M7 L1-CACHE enabled	5270	31.53

Table 1: Measured computational time, $f_{CPU} = 168$ MHz, single precision arithmetic

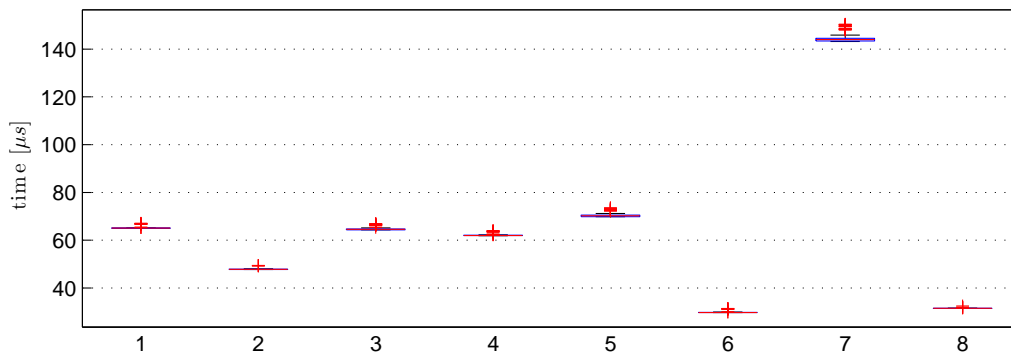


Figure 3: Box plot of measured computational time, $f_{CPU} = 168$ MHz, single precision arithmetic

Table 2 shows performance of STM32F767 with double precision code at $f_{CPU} = 168$ MHz.

Microcontroller	FLASH and core setting	CPU cycles	Measured time [μ s]
STM32F7	ITCM, PREFETCH and ART disabled	25684	153.07
	ITCM, PREFETCH and ART enabled	25531	152.13
	AXI, Cortex M7 L1-CACHE disabled	28456	169.60
	AXI, Cortex M7 L1-CACHE enabled	15049	89.73
SAM E70	AXI, Cortex M7 L1-CACHE disabled	40331	240.38
	AXI, Cortex M7 L1-CACHE enabled	14706	87.70

Table 2: Measured computational time, $f_{CPU} = 168$ MHz, double precision arithmetic

Table 3 shows best results of STM32F767 and SAM E70 microcontrollers running at the maximal core clock frequency.

Precision	Microcontroller, frequency and core setting	CPU cycles	Measured time [μ s]
single	STM32F767, 216 MHz, L1-CACHE enabled	5250	24.43
double	STM32F767, 216 MHz, L1-CACHE enabled	15076	69.91
single	SAM E70, 300 MHz, L1-CACHE enabled	5277	17.65
double	SAM E70, 300 MHz, L1-CACHE enabled	14796	49.41

Table 3: Measured computational time of STM32F767 and SAM E70 at maximal frequency

4 CONCLUSION

The presented results verify that different microcontroller core configurations and FLASH peripheral configurations crucially affect whole system computational performance. Because sophisticated improvements in microcontroller technologies, the more complicated algorithms can be computed. On the other hand, the microcontrollers offer different settings focused on power consumption.

The motor control and fault detection algorithm is prepared for sampling period $T_S = 62.5 \mu$ s (16 kHz). Therefore experimental results confirm ability to run algorithm in single precision arithmetic on all presented microcontrollers. At the same core frequency, STM32F767 and SAME70 are 1.6 times faster than STM32F407. Similar performance of the STM32F767 and SAM E70 was observed with L1 cache enabled. The STM32F767 provides better performance than SAM E70 when L1 cache is disabled. On the other hand SAM E70 offers higher maximal clock frequency and therefore the best performance from selected microcontrollers. The double precision experiment shows that it is possible to compute the motor control and fault detection algorithm real-time in double precision arithmetic only with SAM E70 running at maximal frequency.

It was observed that it will be possible to run presented Simulink model in real-time. This is important step of the traditional model based design workflow. Finally, the PMSM motor model can be changed to microcontroller peripheral blocks, interfacing real motor inverter and motor sensors [4].

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] ARM Ltd.: CMSIS - Cortex Microcontroller Software Interface Standard - ARM.
- [2] ARM Ltd.: Cortex M7 Programming Manual. 2005.
- [3] Atmel: 44050A - SAME70-XPLD Xplained User Guide. 2015.
- [4] Otava, L.: Simulink model code generation for motor control applications. In *Proceedings of the 21th Conference STUDENT EEICT 2015*, Brno, 2015.
- [5] STMicroelectronics: AN4667 - STM32F7 Series system architecture and performance. 2015.
- [6] STMicroelectronics: UM1472 - Discovery kit with STM32F407VG MCU. 2016.
- [7] STMicroelectronics: UM1974 - STM32 Nucleo-144 board user manual. 2016.
- [8] Yiu, J.: *The Definitive Guide to Arm® Cortex®-M3 and Cortex®-M4 Processors*. Elsevier, 2014, ISBN 9780124080829, doi:10.1016/B978-0-12-408082-9.01001-0.

TERRESTRIAL MOBILE ROBOT UNDERCARRIAGE DISAMBIGUATION WITH STRESS ON MECANUM WHEELS

Daniel Davídek

Doctoral Degree Programme (1), FEEC BUT

E-mail: davidek@feec.vutbr.cz

Supervised by: Karel Horák

E-mail: horak@feec.vutbr.cz

Abstract: The first step in new mobile robot design is the selection of undercarriage. If you are designing terrestrial robot you have commonly two options how to create movement with your actuators: a legged or wheeled drive. To select on of these categories, you should now the nature of the surface the mobile robot will most often get across. In this article commonly used wheeled drives and a few of legged robot examples are described with special attention to the omnidirectional Mecanum wheel undercarriage.

Keywords: terrestrial mobile robot, differential drive, ackerman drive, omniwheels, mecanum wheels

1 INTRODUCTION

1.1 TERRESTRIAL MOBILE ROBOT LOCOMOTION

Legged locomotion If the ground is covered with uneven-obstacles which cannot be bypassed and your the robot should not be over-sized the legged robot can be the right choice for your application. The disadvantages of legged versus wheeled robot are in most cases travel speed, energy consumption per distance traveled, design and control complexity and last but not least the cost of the solution. There are some legged robot designs which overcome these inconveniences. For example Boston dynamics 4-legged Cheetah robot compensates for the travel speed as it is capable of running with velocity 47 km per hour [4]. Then there is bipedal robot Cassie from Agility Robotics which is trying to overcome the energy consumption of legged robots [7]. However, no official parameters are available. The legged robots are currently in viewfinder of many development teams. What seemed only a few years ago as almost impossible, like high-velocity jumping electric-actuated robot, is now a reality due to the heavy development and advance in the legged locomotion field.

Wheeled robots If your primary objectives are speed, design and control simplicity and your surface is mostly flat, the choice may fall on wheels. The wheel has been with the human kind for a long time now. The oldest exemplar is from 3100 BCE, and other references dating even further[10]. The oldness of the wheel discovery suggest the clue that the wheeled locomotion has been inspected very thoroughly.

Other types As we can see in the nature, there are even more possibilities how to travel on land. Though snake-like [11] and jumping robots (Boston Dynamics - Sand Flea robot [5]) have been constructed, the development in robotics is mostly concerned with the first two types, lately even combination of them (Boston Dynamics - Handle robot [6]).

1.2 WHEELED UNDERCARRIAGES

Differential drive [A] To start chronologically, it is possible the first wheeled undercarriage ever used by human was the 2 wheel differential drive depicted as A in figure 1. Due to its simplicity it is most commonly used undercarriage for small simple robots.

The design is simple with only two motors with axis in one line. This drive is controlled by different speeds applied to the wheels so it can orient itself in any direction on one spot and travel on curved circle-like trajectories. However, it only has 2 wheels so in case of non-self-balancing robot another supporting point is often used. Casters as the points are also called can be in form of castor wheel or spherical ball caster called ball transfer. Caster wheel utilization adds friction and can make the other two wheels skid if in the lock position.

Skid drive [B] The next type of drive is the 4 wheel differential drive depicted in B figure 1. Common wheel color represents control with the same angular velocity. This undercarriage type often called skid drive is commonly controlled with the same algorithm as the 2 wheel drive. It can be equipped with 2 or 4 motors. The second pair of wheels is added mainly for the purpose of superior uneven-surface traversability and better grip to the surface. Nevertheless, independently of surface of the solid terrain skid drive is often accompanied with skidding. Due to the fact that all the wheel axis are parallel, the skidding is the only possibility to travel in different direction or rotate in space.

Skid drive wheels can also be concealed in continuous track. If so they are often called tank tread or caterpillar track. Energy from motors which is going to the friction is wasted even more if using the track and the drive weights more. On the other hand the traversability in slippery environments is much higher with the track.

Tricycle drive [C] When on rugged terrain and the high-load on differential drive causes need for caster wheel it can be advantageous to make the third wheel yaw-angle controlled as depicted in C figure 1. The control can then prevent lock positions of the wheel and instead of traverse ball it works better in uneven terrain. However, if one wants to use second pair of wheels, the way to control both of them with one angle is not preferable, due to the skid of wheels while traveling on curved path.

Ackermann drive [D] When other pair of wheel with independently controlled yaw-angles is added to the differential drive it is often called car drive. The elimination of skidding due to the common turning center of Ackermann steering is energy efficient. Also, many variations of pure Ackermann drive exist for better performance in different conditions.

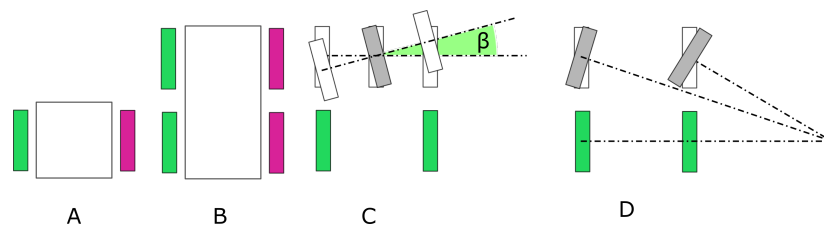


Figure 1: Undercarriage (drive) types: A - 2 wheel differential drive, B - 4 wheel differential drive, C - non-Ackerman tricycle drive, D - Ackermann drive

1.2.1 HOLONOMIC DRIVE DEFINITION

None of the drives described so far allows traveling in any direction independently on robot orientation. This means that the undercarriages does not have full degrees of freedom (DOF) for the motion on a plane. There are always constraints which forbids the robot to travel sideways for example.

If the drive can travel in any direction on the plane ($x, y = 2$ DOF) and orient itself in any direction (yaw angle = 1 DOF) independently on its travel direction it is called holonomic drive.

The biggest advantage is the freedom of movement and manoeuvrability coming from the holonomic drive. The mobile robot would not have to calculate complicated path to drive into narrow garage in contrast with car drive where the apriory robot position and orientation together with surrounding obstacles can cause insolubility of the problem. Among the disadvantages there can be less friction and/or less maximum speed, greater wheel complexity, lesser uneven terrain traversability and more complex mechanical design. Dependently on the wheel type used the driven wheel odometry robot localisation can be impossible to achieve.

1.2.2 OMNIWHEEL TYPES

Omniwheel is a special wheel with smaller auxiliary rollers with axis perpendicular to the turning direction equidistantly distributed on the perimeter. The rollers, commonly barrel shaped, can move freely and are not driven. The wheel was firstly patented in 1919 by J. Grabowiecki and since then multiple variations were created as depicted in A, B, C figure 2. The A and C type has its rollers far from each other which means the outer shape is not completely circular. Due to the shape of the roller there is not always enough space to put more rollers in between, so two or more omniwheels can be used to compensate the non-circular shape as in B type.

Mecanum wheel is variation on omniwheel from Swedish inventor Bengt Ilon which was firstly demonstrated in 1973. The difference from omniwheel is in the angle forming between the roller axis and the wheel. In traditional omniwheel it is 90 deg, in mecanum wheels it is exactly half. The 45deg of the rollers allows different omniwheel placement in the undercarriage. Different variants of mecanum wheels have been designed. The traditional type D in figure 2 has problems on triangle tilted surfaces, where the body of the wheel can touch the ground. Types E and F overcomes this troublesome effect by employing two barrels for each roller.

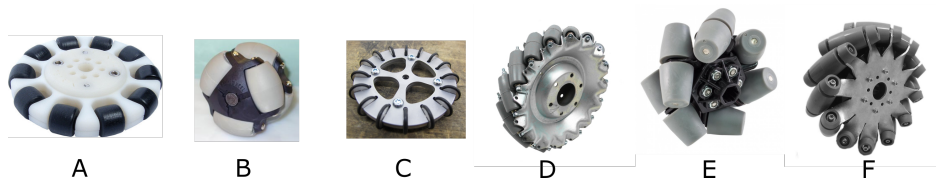


Figure 2: Wheel types for holonomic drive: A,B,C - Omni-wheels, D,E,F - Mecanum wheels

1.2.3 HOLONOMIC DRIVE TYPES

Omniwheel drive [E][F] Utilization of omniwheels for holonomic drive has its restriction in positioning of the wheels. The minimum of 3 wheels must be positioned in the shape of regular polygon as depicted in E and F figure 3 on the next page. If the omniwheels would be used in the type G drive, there would not be any way how to turn the robot utilizing rollers rotation without skidding. The main disadvantage of omniwheel drive is the lower traction of the wheels compared to the non-omniwheels. Together with the fact the highest possible velocity is achieved in diagonal movement [8].

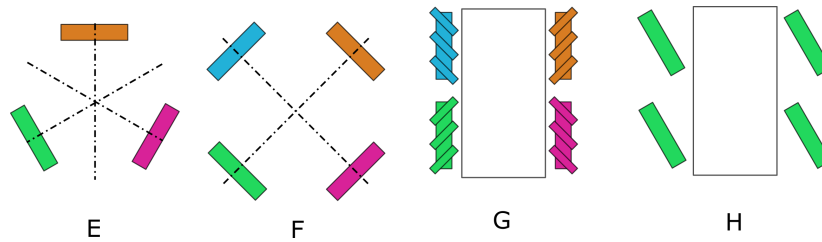


Figure 3: Holonomic undercarriage (drive) types: E - tricycle omniwheel drive, F - 4 omni-wheel X drive, G - 4 mecanum omnidrive, H - swerve drive

Mecanum drive [G] Mecanum drive is different from omniwheel drive in the wheel placement – wheels have parallel axis – as can be seen in G figure 3. As the rollers are angled and not perpendicular to the wheel axis, there are two pairs of wheels. Ones with rollers tilted $+45^\circ$ and the others with -45° . The common wheels must be mounted in the opposite corners - diagonally. Special attention must be kept also to which angled wheel should be in which corner. The rollers should always make a X-cross from the top view as it can be seen in G figure 3. Otherwise, the robot would not be able to rotate in place, as the forces applied from the rollers to the surface would cancel this rotation.

The common disadvantage is shared with omniwheel drive. Mecanum drive has lower traction and its wheel design is very complex compared to traditional pneu/rubber wheel. The advantage comes from the parallel wheel axis and angled rollers. The mecanum drive maximum speed is delivered when moving in the direction perpendicular to the wheel axis as in differential drive. Furthermore, the mecanum drive can be placed on the 4 wheel drive chassis as the motors are at the same positions. Also it can be narrower than the omniwheel drive which offers even higher manoeuvrability with holonomic movement in mind. Improved mecanum wheel concepts with rotatable rollers and rollers locking mechanisms are discussed in [1].

Swerve drive [H] To get the holonomic drive with the advantages of not omni-directional wheel, the swerve drive can be applied. This drive utilizes 3 or more individual wheels with controllable yaw-angle as can be seen in H figure 3. To traverse with no rotation all the wheels should be driven at common velocity and with the same yaw-angle. To rotate the robot on the spot the wheels should be aligned to the tangent of circle. The swerve drive, sometimes called shift x-drive, is holonomic with the advance of good grip and uneven terrain traversability of normal wheels. The complexity of motor and yaw-angle control calculation can be very high relatively to the other described holonomic drives.

2 CONCLUSION

There are certainly much more parameters than the ones mentioned in this article which influence the selection of the mobile robot undercarriage. In example maximum weight of robot, maximum load, desired speed versus torque, manoeuvrability, control computation simplicity, drive, wheels and chassis cost, wheel grip, preferred actuator type etc. The final choice will often be a compromise of the most needed parameters.

We currently develop mobile robot for Robotic Day in Prague competition depicted in figure 4 on the next page. It is equipped with Mecanum drive as the main goal in the selected competitions were manoeuvrability and the surface of the play field is flat. Manual and automatic motor control[9], sensor measurement and visual processing are to be seen at [3].

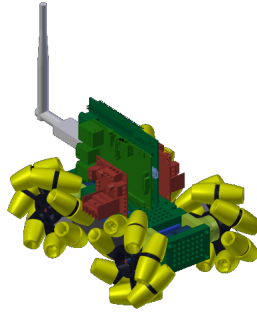


Figure 4: Mobile robot with mecanum drive [3]

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] Diegel, O., Improved Mecanum Wheel Design for Omni-directional Robots, 2002, Proc. 2002 Australasian Conference on Robotics and Automation, <http://www.araa.asn.au/acra/acra2002/Papers/Diegel-Badve-Bright-Potgieter-Tlale.pdf>
- [2] Overview of mobile robot drives, 2002, <http://curriculum.vexrobotics.com/curriculum/drivetrain-design/drivetrain-terminology>
- [3] Davídek, D., gr4Dalek – Mecanum wheeled robot with visual guidance, 2017, <https://github.com/gr4viton/gr4Dalek>
- [4] Boston Dynamics, CHEETAH – Fastest Legged Robot, 2016, http://www.bostondynamics.com/robot_cheetah.html
- [5] Boston Dynamics, SandFlea – Leaps Small Buildings in a Single Bound, 2011, http://www.bostondynamics.com/robot_sandflea.html
- [6] Boston Dynamics, Handle robot footage, 2017, <https://goo.gl/4UpcJj>
- [7] Ackerman, E., Agility Robotics Introduces Cassie, a Dynamic and Talented Robot Delivery Ostrich, IEEE Spectrum, 2017, <https://goo.gl/hTTIgL>
- [8] Simbotics team 1114, Overview of mobile robot drives, omnidrive dynamics, 2017 <http://www.simbotics.org/resources/mobility/omnidirectional-drive>
- [9] McInerney, I., Simplistic Control of Mecanum Drive, FRC Team 2022, 2011, <http://thinktank.wpi.edu/resources/346/ControllingMecanumDrive.pdf>
- [10] Potts, D. T., A Companion to the Archaeology of the Ancient Near East., p. 285, 2012, <https://en.wikipedia.org/wiki/Wheel>
- [11] Lu, Z., Study on the motion control of snake-like robots on land and in water, Perspectives in Science, p. 101–108, 2016, <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S2213020915000622>

EFFECTS OF APRIORY GIVEN HOMOGENOUS COORDINATES NULLSPACE CONSTRAINTS ON SLAM CONVERGENCE

Jan Klečka

Doctoral Degree Programme (3), FEEC BUT

E-mail: xkleck01@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Karel Horák

E-mail: horak@feec.vutbr.cz

Abstract: The paper aims at the topic of SLAM (Simultaneous Localization and Mapping) algorithms convergence. Standard SLAM algorithms process observations composed of elements which are considered to be independent of each other. Following pages deals with changes that occur on convergence by the apriory assumption that some or all observation elements are bound by some mathematical model. In this case, the considered models are given by nullspace constraints in homogenous coordinates – in other words observed points lies on the same beforehand unknown line or plane. All described experiments are just simulations.

Keywords: SLAM, maximum likelihood, apriory gave constraints

1 INTRODUCTION

Simultaneous Localization and Mapping (SLAM) algorithms are an approximately three-decades-old scientific topic which has originally sprung from demands of mobile robotics. The basic concept is that observer i.e. robot moves and periodically makes observations of surrounding environment in order to get its position and virtual model of explored environment i.e. map. SLAM algorithms are then the methods used to the recurrent processing of environment observations into position and map. The methods recurrence is essential for algorithms real-time feasibility. [1]

Today's state-of-the-art SLAM algorithms are narrowly focused on single sensor type and based on a number of different heuristics. Efford I give to my research is on the other hand directed to the development of general SLAM algorithm framework or approach. Generalization leads me to exact statistical methods which are, however, computationally demanding. One thing I want to utilize to lower this demands is based on composing maps from low-level geometrical models (lines, planes, etc.). That means I want to process observations which are from beginning overdefined and I was not sure what effect this will have on SLAM algorithm so I realized this experiment.

2 MATHEMATICAL BACKGROUND

Let's have a generally nonlinear observation model:

$$\mathbf{z}_i = \mathbf{h}(\mathbf{x}_i, \mathbf{m}) + \mathbf{v} \quad (1)$$

where \mathbf{x}_i is observers state vector i.e. information about observers position and orientation in observation number i , \mathbf{m} is vector representation of the environment and \mathbf{v} is a stochastic variable which represents observation noise.

SLAM problem can then be defined as:

$$\begin{pmatrix} \hat{\mathbf{x}}_i \\ \hat{\mathbf{m}}_i \end{pmatrix} = \mathbf{f}(\mathbf{z}_i, \hat{\mathbf{m}}_{i-1}) \quad (2)$$

where $\hat{\mathbf{x}}_i$ is an estimate of \mathbf{x}_i and $\hat{\mathbf{m}}_i$ is an estimate of \mathbf{m} in step i .

Because of the aim of this experiment, let's in addition consider, it exists some set of homogenous equations which constraints \mathbf{m} :

$$\mathbf{C} \begin{pmatrix} \mathbf{m} \\ 1 \end{pmatrix} = \mathbf{0} \quad (3)$$

Where \mathbf{C} is constraints matrix which has apriory known shape, however some or all values unknown.

And so $\mathbf{m} \notin R^{\dim(\mathbf{m})}$ but it can be defined parameter vector $\mathbf{p} \in R^{\dim(\mathbf{p})}$ ($\dim(\mathbf{p}) < \dim(\mathbf{m})$) and function $g(\cdot)$ such that:

$$\mathbf{m} = g(\mathbf{p}) \quad (4)$$

Because of this, the SLAM problem can be reduced to estimate only $\hat{\mathbf{p}}_i$ instead of $\hat{\mathbf{m}}_i$.

It exists several statistical methods (and many heuristical methods) used for process observations into parameters estimate. I choose the maximum likelihood method because it is widely considered as most efficient among exact statistical methods [2].

Maximum likelihood is a method based on maximization of likelihood function:

$$L(\mathbf{X}, \mathbf{m}; \mathbf{Z}) = p(\mathbf{Z} | \mathbf{X}, \mathbf{m}) \quad (5)$$

However, because of many advantageous, the maximum is usually searched in logarithmic likelihood function:

$$l(\mathbf{X}, \mathbf{m}; \mathbf{Z}) = \log(L(\mathbf{X}, \mathbf{m}; \mathbf{Z})) \quad (6)$$

Considering that observation noise has a normal probability distribution ($\mathbf{v} \sim \text{No}(\mathbf{0}, \Sigma_{obs})$) I developed three approaches for $(\hat{\mathbf{x}}_i | \hat{\mathbf{m}}_i)^T$ estimation in order to understand and described the differences in performance of SLAM algorithm with apriory given constraints and algorithm without it.

2.1 NON-CONSTRAINTS APPROACH

The first approach is based on the periodical recurrent processing of observation \mathbf{z}_i and $\hat{\mathbf{m}}_{i-1}$ exactly as defined by the equation (2). The only deviation from this model is an initial step which uses \mathbf{z}_0 and initially given \mathbf{x}_0 .

The log-likelihood functions are following:

$$l_0 = -\frac{1}{2} (\mathbf{z}_0 - h(\mathbf{x}_0, \mathbf{m}))^T \Sigma_{obs}^{-1} (\mathbf{z}_0 - h(\mathbf{x}_0, \mathbf{m})) \quad (7)$$

$$l_i = -\frac{1}{2} (\mathbf{z}_i - h(\mathbf{x}_i, \mathbf{m}))^T \Sigma_{obs}^{-1} (\mathbf{z}_i - h(\mathbf{x}_i, \mathbf{m})) + (\hat{\mathbf{m}}_{i-1} - \mathbf{m})^T \Sigma_{est}^{-1} (\hat{\mathbf{m}}_{i-1} - \mathbf{m}) \quad (8)$$

2.2 CONSTRAINTS APPROACH

The second approach takes into consideration constraints given by the equation (4) and recurrently estimates $(\hat{\mathbf{x}}_i | \hat{\mathbf{p}}_i)^T$ from observations \mathbf{z}_i .

The log-likelihood functions are following:

$$l_0 = -\frac{1}{2}(\mathbf{z}_0 - \mathbf{h}(\mathbf{x}_0, \mathbf{g}(\mathbf{p})))^T \Sigma_{obs}^{-1}(\mathbf{z}_0 - \mathbf{h}(\mathbf{x}_0, \mathbf{g}(\mathbf{p}))) \quad (9)$$

$$l_i = -\frac{1}{2}(\mathbf{z}_i - \mathbf{h}(\mathbf{x}_i, \mathbf{g}(\mathbf{p})))^T \Sigma_{obs}^{-1}(\mathbf{z}_i - \mathbf{h}(\mathbf{x}_i, \mathbf{g}(\mathbf{p}))) + (\hat{\mathbf{p}}_{i-1} - \mathbf{p})^T \Sigma_{est}^{-1}(\hat{\mathbf{p}}_{i-1} - \mathbf{p}) \quad (10)$$

2.3 BUNDLE ADJUSTMENT APPROACH

The last approach is designed to be reference gold-standard algorithm. Technically it is not SLAM by definition because it is not recurrent. In every step, it process all so far captured observations and estimates not only $(\hat{\mathbf{x}}_i | \hat{\mathbf{p}}_i)^T$ but the whole trajectory. It also takes into consideration the given constraints. Due to all of this, it should be by the statistical point of view the best possible estimator.

The log-likelihood function is following:

$$l_i = -\frac{1}{2} \sum_{n=0}^i (\mathbf{z}_n - \mathbf{h}(\mathbf{x}_n, \mathbf{g}(\mathbf{p})))^T \Sigma_{obs}^{-1}(\mathbf{z}_n - \mathbf{h}(\mathbf{x}_n, \mathbf{g}(\mathbf{p}))) \quad (11)$$

3 SIMULATIONS SETUP

To acquire information about the performance of each approach, I realize experimental simulation. I create 2D virtual environment composed of several points which lie on the same line.

The fact that all points lie on the same line causes constraints in the space of map parameters:

$$\begin{pmatrix} a & b & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 & c \\ 0 & 0 & a & b & \cdots & 0 & 0 & c \\ \vdots & & & & & & & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & a & b & c \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \mathbf{m} \\ 1 \end{pmatrix} = \mathbf{0} \quad (12)$$

where $(a | b | c)^T$ is a vector of line parameters. Let's for the unique solution assume $a^2 + b^2 = 1$.

Under this constraints, the map representation can be defined by a function of parameter vector:

$$m = g(p) = g \begin{pmatrix} a \\ b \\ c \\ r_1 \\ \vdots \\ r_n \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \begin{pmatrix} -b \\ a \end{pmatrix} r_1 - \begin{pmatrix} ac \\ bc \end{pmatrix} \\ \vdots \\ \begin{pmatrix} -b \\ a \end{pmatrix} r_n - \begin{pmatrix} ac \\ bc \end{pmatrix} \end{pmatrix} \quad (13)$$

To produce observations of this virtual environment, I defined four different observation functions with the ascendant amount of nonlinearities. The first function is just a translation, the second is rotation with translation. The third and fourth utilize the second function and add to it other nonlinearities. The third transforms the output of the second function into polar coordinates and by doing so it models the behavior of line lidar sensor. The fourth function models a line camera. Following definitions represent observations functions for a single observed point, for observing multiple points they are applied to each of observed point of environment respectively.

$$\begin{aligned}
h_1(x, m) &= \begin{pmatrix} 1 & 0 & -t_x \\ 0 & 1 & -t_y \end{pmatrix} \begin{pmatrix} m_x \\ m_y \\ 1 \end{pmatrix} & h_2(x, m) &= \begin{pmatrix} x_c & x_s & -x_c t_x - x_s t_y \\ -x_s & x_c & x_s t_x - x_c t_y \end{pmatrix} \begin{pmatrix} m_x \\ m_y \\ 1 \end{pmatrix} \\
h_3(x, m) &= \begin{pmatrix} \sqrt{h_2(x, m)_2^2 + h_2(x, m)_1^2} \\ \text{atan2}(h_2(x, m)_2, h_2(x, m)_1) \end{pmatrix} & h_4(x, m) &= \begin{pmatrix} k \cdot h_2(x, m)_2 \\ h_2(x, m)_1 \end{pmatrix}
\end{aligned} \tag{14}$$

where $x = (t_x | t_y | x_c | x_s)^T$ and $x_c^2 + x_s^2 = 1$

The last thing left to define is the algorithm for finding maximum likelihood. I used the Gauss-Newton algorithm with the nonlinear operator for applying increments described in [3]. Because the estimations vectors are unambiguous when $x_c^2 + x_s^2 = 1$ and $a^2 + b^2 = 1$ (or in general if there exist some different bounds between x_c, x_s and a, b) it is better to calculate only angular increments and applied them via the rotation transformation.

4 RESULTS

I made series of experiments by processing 50 sets of 30 observations from the circle.

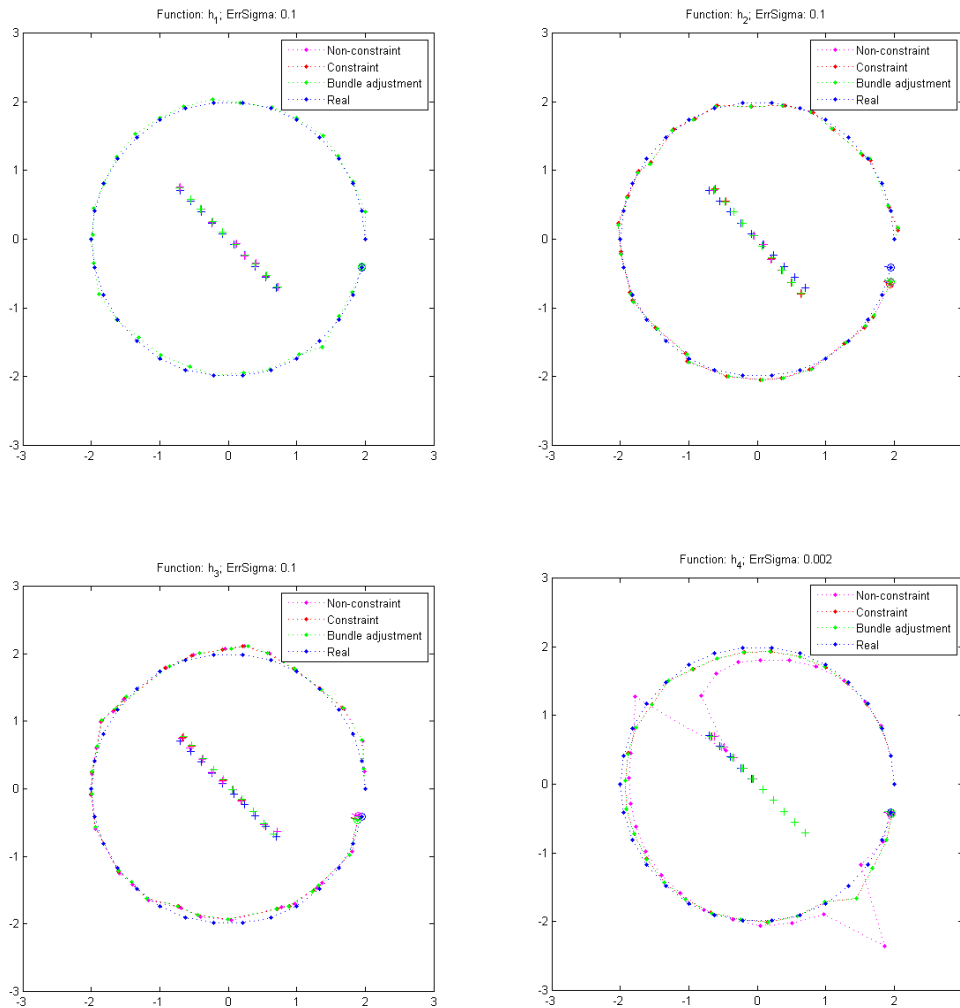


Figure 1: Resulting trajectories and maps of all three approaches for four observation functions

The first part of results is presented in the Fig. 1. It is a graphical representation of a processing single set of observations. However, to present the performance in multiple runs, I sum the t_x, t_y estimation errors in every of the 50 runs and compute the average position estimation error. The results are following:

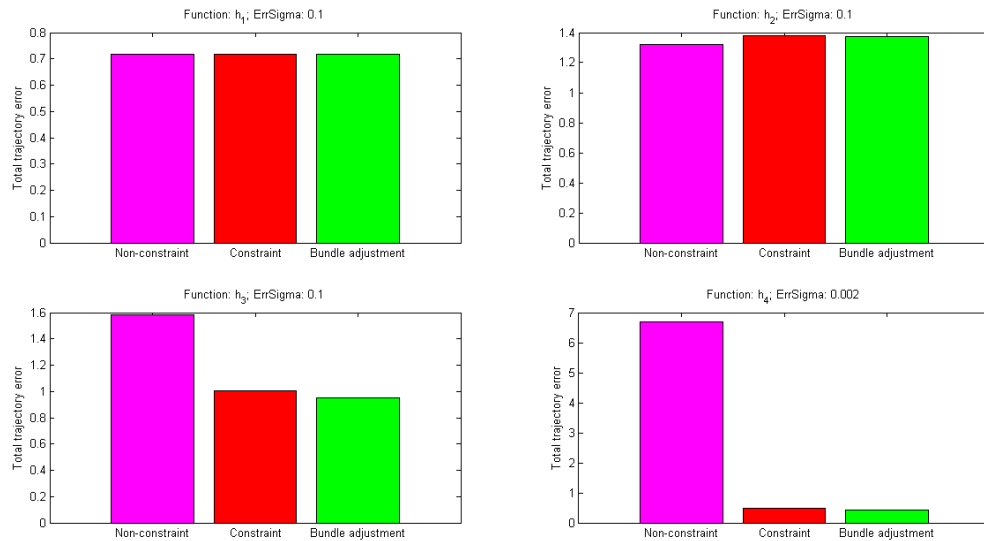


Figure 2: Total errors in estimation of observers position

5 CONCLUSIONS

In this paper, I present my experiment aimed at what differences are cast by processing apriori knowledge of the environment on a SLAM algorithm. For simple observation function, I didn't observe any significant differences. Significant differences are observable in the case of line camera observation model. This superior performance is probably caused by the fact that non-constraint processing is in this case badly balanced and maximal likelihood method comes not even close to its asymptotic properties.

These results prove that observations processing with awareness of dependencies between individual elements can under certain circumstances leads to significantly better performance. My work will continue with more complex simulations with different parametrizations.

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] Durrant-Whyte, H., Bailey, T.: Simultaneous localization and mapping (SLAM): Part I. In: IEEE Robotics and Automation Magazine [online]. 2006, 13(2), 99-108, DOI: 10.1109/MRA.2006.1638022. ISSN 10709932.
- [2] Montgomery, D.C., Runger, G.C.: Applied Statistics and Probability for Engineers. Third Edition. John Wiley & Sons, Inc., New York 2003
- [3] Kümmerle, R., Grisetti, G., Strasdat, H., Konolige, K., Burgard, W.: G2o: A general framework for graph optimization. In: *Robotics and Automation (ICRA), 2011 IEEE International Conference on* [online]. IEEE Publishing, 1105, s. 3607-3613 [cit. 2017-03-15]. DOI: 10.1109/ICRA.2011.5979949. ISBN 9781612843865. ISSN 10504729.

VIBRATION ANALYSIS OF A PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MOTOR WITH A GEARBOX

Martin Čala

Doctoral Degree Programme (3), FEEC, Brno University of Technology

E-mail: xcalam00@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Petr Beneš

E-mail: benesp@feec.vutbr.cz

Abstract: Presented paper describes experiment carried out on a permanent magnet synchronous motor with a gearbox. Such experiment was conducted to diagnose the motor condition through acceleration measurement. In the beginning, there are described order analysis and Vold-Kalman filter method used to analyze vibration signal during constant but also variable rotational speed. Paper contains also information about the measurement extended with instrumentation based on CompactDAQ platform. Multiple test scenarios were put forward including constant motor rotational speed and torque as well as speed or torque transitions. The results showed benefits of proposed methods and also led to a few recommendations for following, more targeted, measurement.

Keywords: Order analysis, Vold-Kalman filter, electric motor, accelerometer

1 INTRODUCTION

The aim of this paper is to analyze vibration signal from the motor measured during the experiment and pick possible sources of vibration to help with reducing vibration level and enable higher lifespan without maintenance. The experiment will be conducted with multiple scenarios including constant and variable rotational speed and load moment.

2 THEORETICAL DESCRIPTION OF USED METHODS

2.1 ORDER ANALYSIS

Time signals are not suitable for detailed analysis therefore frequency analysis is kind of standard in this field. In case of rotating machines, measured signals are excited mainly by the motor cyclic motion, that can be usually time-varying. It is beneficial to recalculate measured signal according to the machine rotational speed. An even-time signal becomes an even-angle signal. We call such analysis as order analysis because instead of frequency, term *order* (abbrev. ord) is used.

For instance, ord 1 represents a signal with the frequency of rotational speed, ord 2 means doubled rotational speed. Signals analyzed using conventional frequency analysis would be smeared but order signals will not suffer from this phenomena [1].

2.2 VOLD-KALMAN FILTER

Vold-Kalman filter (VKF) is adaptive filter with tunable center frequency and filter bandwidth. It is used to extract sinusoidal signal of time-varying amplitude and frequency from vibration or other signals. To adjust actual center frequency, instantaneous rotational speed is needed. The second generation of the filter (VKF2) described here outputs only a signal envelope. This is usually more convenient for diagnosis purposes.

There are two equations – data and structural – regarding the VKF. Data equation sums all orders p and a noise η together to the measured signal \mathbf{y} according to the equation

$$\mathbf{y} = \sum_{p=1}^P \mathbf{x}_p e^{j\Theta_p} + \eta, \quad (1)$$

where every order is modulated using cumulative phase Θ_p calculated from order frequency \mathbf{f}_p and sampling period T_s

$$\Theta_p = 2\pi T_s \cdot \text{cumsum}(\mathbf{f}_p). \quad (2)$$

Structural equation describes how the rotational motion modulates the sinusoidal signal – the order. It is difference equation of K -th order (for purposes of this article $K = 1$ is used)

$$\nabla x_n = x_n - x_{n-1} = \varepsilon_n, \quad (3)$$

that fits the order envelope. Term n represents index of every signal sample and ε enables that the envelope can vary slightly.

Both equations are combined together in criterion function

$$J = \varepsilon^T \varepsilon + \eta^T \eta, \quad (4)$$

that minimizes error terms from Eqs. (1) and (3) and leads to final matrix form of VKF2

$$(\mathbf{A}^T \mathbf{R}^T \mathbf{R} \mathbf{A} + \mathbf{E}) \mathbf{x} = \mathbf{y}, \quad (5)$$

where band matrix \mathbf{A} contains elements from Eq. (3) at main diagonal and above, square matrix \mathbf{R} contains weighting factors r at main diagonal that can adjust filter bandwidth (higher r means narrower bandwidth). Matrix \mathbf{E} stands for identity matrix and powered T is conjugate transpose.

Sparse system from Eq. (5) is solved in domain of complex numbers and the envelope is a modulus of the solution. An effective tool for solving such system is Cholesky decomposition [2].

3 EXPERIMENT

The experiment is focused on a permanent magnet synchronous motor with 9 phases and 18 winding slots. Every phase uses two slots and total power rating is 55 kW. Since the motor power density is higher at higher speed, the unit contains also a gearbox (Fig. 1) consisting of input (motor) shaft, countershaft and output shaft. These two stages decrease output rotational speed by the total ratio of 9.337 by the gears 19/58 (stage 1) and 17/52. The motor is powered using inverter working at 10 kHz and the motor output is loaded with a dynamometer.

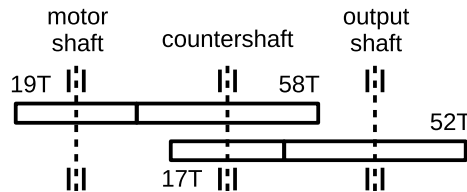


Figure 1: Kinematic scheme of the gearbox inside the motor.

3.1 SENSORS LOCATIONS AND MEASUREMENT SYSTEM

The measurement used 5 accelerometers PCB type 352C02, 3 were mounted radially and 2 axially related to the motor shafts. Additionally, 2 shaft rotational speeds were measured, output speed with B&K 2981 tacho probe and motor speed with built-in magnetic sensor. Also, the dynamometer torque was measured through its direct output. The accelerometers were mounted to tapped holes present on the motor housing.

Measurement system was created using NI CompactDAQ chassis with set of different modules. Two NI 9234 modules were used to measure all 5 PCB accelerometers and B&K 2981 tacho probe and enabled also easier cabling since feature the current excitation for all sensors compatible with IEPE standard. Also, module NI 9215 to measure motor speed with built-in magnetic sensor was utilized. The last quantity – the dynamometer torque – was measured through its direct output using NI 9219. Sampling frequency of both NI 9234 and NI 9215 was 51.2 kHz and NI 9219 used 100 Hz. The timing of all modules was tightly synchronized.

3.2 RUN SCENARIO

There were conducted multiple scenarios to measure enough data and have more complex point of view on the motor behavior. Measurement during steady conditions as well as during rotational speed or torque transitions was made.

1. As much as 12 combinations of constant speeds 50, 100, 150 and 200 rpm and torques 0, 100 and 250 Nm were selected, every combination was recorded for 30 seconds.
2. Number of torque changes from 50 to 250 Nm and from 250 to 50 Nm were measured during constant rotational speed 200 rpm. Torque change was about 30 Nm per second.
3. Rotational speed was changed from 10 to 200 rpm and from 200 to 10 rpm during multiple torques 0, 100 and 250 Nm. Rotational speed change was driven by the controller, which made the speed change nonlinear.

4 VIBRATION SIGNALS ANALYSIS

Standard spectrum does not provide convenient results, therefore some method of order analysis should be used. For this purposes, there must be known instantaneous rotational speed. Two rotor

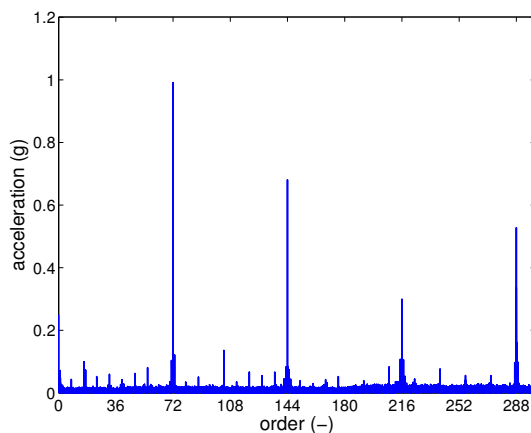


Figure 2: Order spectrum calculated from run-up with 0 Nm torque.

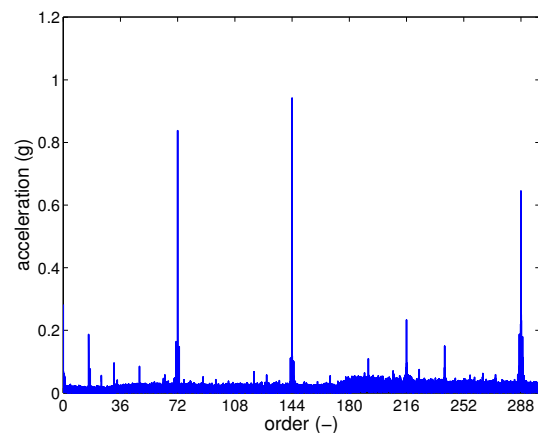


Figure 3: Order spectrum calculated from run-up with 100 Nm torque.

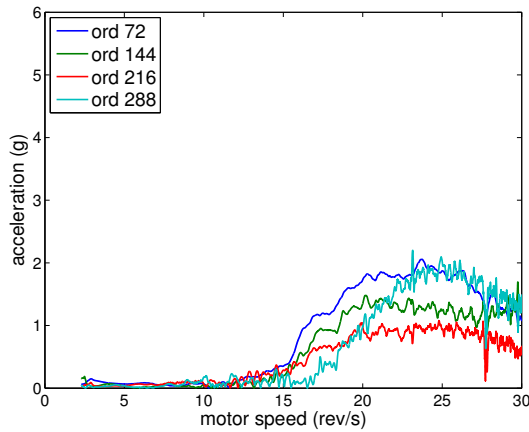


Figure 4: Signal filtered using the Vold-Kalman filter during run-up with 0 Nm torque.

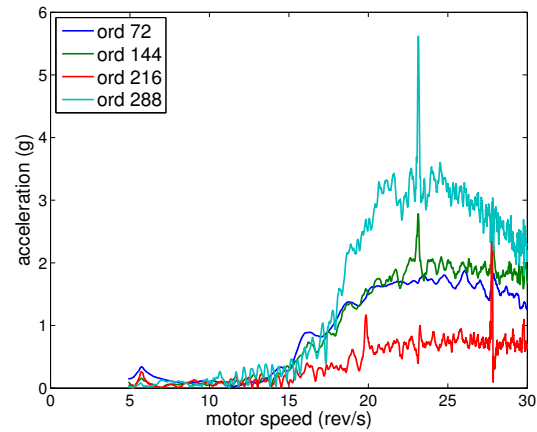


Figure 5: Signal filtered using the Vold-Kalman filter during run-up with 100 Nm torque.

speeds were available – at input (motor) and output shafts. The first one is more important, however the signal to be processed was strongly affected by disturbances mainly of impulsive origin from the inverter. Fortunately, the signal was sinusoidal with variable frequency, thus passband filtering was used with acceptable results.

Now, order analysis can be utilized. Machine condition is easier to determine during rotational speed variances since it is much easier to determine what is fixed frequency (resonance) and what is directly connected with revolution. This is reason why such signals will be used in the following analysis. Since all radially mounted accelerometers brought nearly the same signals because the motor chassis is very stiff, only a signal from one accelerometer nearby the motor shaft was selected.

Next step was to inspect an amplitude of the first or second orders related to shaft speed that could mean its unbalance. Such effect was not found. Neither orders of other shafts indicated such effect, amplitudes were negligible. Characteristic frequencies of bearings inside the motor are unknown, thus not inspected. Possible damage of gears is also disproved since none order connected with gears orders showed high amplitude. On the other hand, order 72 and its multiples show excessively high amplitudes without a load as shown in Fig. 2 as well as with a load 100 Nm at Fig. 3, respectively. Such orders are multiples of 9 (number of phases) and multiples of 18 (winding slots) and might imply excitation issues, especially, when such orders are present regardless of a load.

Another view at the signals is provided by the Vold-Kalman filter of the second generation. Totally 4 orders revealed previously were examined – 72, 144, 216 and 288. Bandwidth was selected to 0.1 % of current order frequency. Resulting envelopes are depicted in Fig. 4 (without a load) and in Fig. 5 (with a load 100 Nm). Graphs are displayed with dependency at motor rotational speed, not a time. It is clearly visible at Fig. 5 that at the rotational speed about 23 rev/s, there is a considerable peak at order 288 and slightly smaller peak at order 144. Without a load, there is no such peak. This may show the dynamometer issue.

5 CONCLUSION

The experiment conducted on the motor showed that the order analysis is efficient tool for determining machine condition during its normal working conditions, especially during a run-up that was mostly used. Order spectra depicted the main possible sources of vibration that must be additionally evaluated through motor construction and way how the motor is controlled. Especially orders that are integer multiples of motor phases and motor pole pairs showed excessively high amplitude compared to the other ones. Vold-Kalman filter enabled to show also an envelope that signalized a peak during

a run-up at constant rotational speed when the motor was loaded with the dynamometer. Thus, further analysis will be focused on winding currents that will be additionally measured and on relation between the motor and the dynamometer that can induce some unwanted signals to the motor through the shaft. Achieved results from this analysis will be used to modify control algorithm such that the motor will exhibit lower vibrations.

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] GADE, Svend, Henrik HERLUFSEN, Hans KONSTANTIN-HENSEN a Niels Johan WISMER. BRUEL & KJAER. Order tracking analysis. *Technical review* [online]. Nærum, Dánsko, 1995, **1995**(2) [cit. 2015-10-26]. ISSN 0007-2621.
- [2] TŮMA, Jiří. *Vehicle gearbox noise and vibration: measurement, signal analysis, signal processing and noise reduction measures*. Chichester, England: Wiley, 2014, 261 p. Automotive series (Wiley). ISBN 978-1-118-79761-7.

UNTRADITIONAL ACTUATORS SMA TYPE -MODELING OF HYSTERESIS

Michal Vašina

Doctoral Degree Programme (5), FEEC BUT

E-mail: xvasin02@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Luděk Žalud

E-mail: zalud@feec.vutbr.cz

Abstract: The shape memory materials are known since first half of the twentieth century. The example of these materials could be a Shape Memory Alloys (SMA). Because of their attributes, the engineers usually call them a „smart materials“. The SMA can be used in many static or dynamic applications for example in problem of actuators. Thanks to the SMA materials sophistication and associated shape memory effect, there are some issues (hysteresis, degradation etc.), which can complicate their prospective usage. The attributes of SMA classified these actuators to the category of non-linear system with hysteresis. This article deals with the SMA use and potential hysteresis modeling approaches. Several model examples are discussed.

Keywords: Shape memory, SMA, untraditional, actuator, modeling, valve, hysteresis

1 INTRODUCTION

The phenomenon of memory effect (SME) was discovered by the Swedish physicist named Arne Olander in 1932 [1]. He found a metallic compound (Au-Cd), which was able to simply model in „cold state“. The compound returned back to the original shape after its warm up. This effect was only the result of internal crystallography changing (Fig.1) between two states of SMA. These states are low-temperature (martensite) and high-temperature (austenite). The high-temperature state can be reached by electrical current flowing, the low-temperature state can be reached by surroundings temperature also the active cooling can be used. The result of mentioned transformation is changing of SMA elements dimensions (contraction). These elements can have a various basic shapes also they can be customized. The common shapes are wires, tubes, springs or strips. There are two basic areas of SMA use. The static (the SME is use only once), and the dynamic (the SME is use repeatedly) [2].

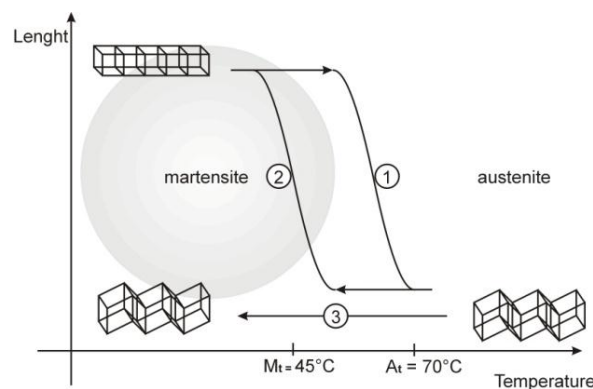


Figure 1: Crystallography changing during SME in SMA.

2 UNTRADITIONAL (SMA) ACTUATOR

The described mechanism (SME) and a very good attributes such a ratio of power/ weight, silent run, chemical resistance, electrical conductivity etc. give a possibility to SMA be use as an untraditional actuators. One of the commercial products is an electrically controlled universal valve [3]. This valve is designed as a “universal one” nevertheless its purpose of use is pneumatic filed. The valve consists of a dielectric body, core, and SMA wire as an actuator. The SMA actuator is connected to the conductive metallic endcaps. Through this endcaps is the SMA actuator by the electrical current activated. The SMA compound used by the valve producer was compound of Ni (Nickel) and Ti (Titanium). This material is usually called NiTiNol and its parameters are possible to find in datasheet [7].

A few untraditional actuators can be integrated altogether. The particular solution is shown in the Fig.2. There is a new McKibbens pneumatic muscle endcap with SMA valves integrated. In this solution the SMA valves replaced the standard electrical valves, which are heavy and bulky.

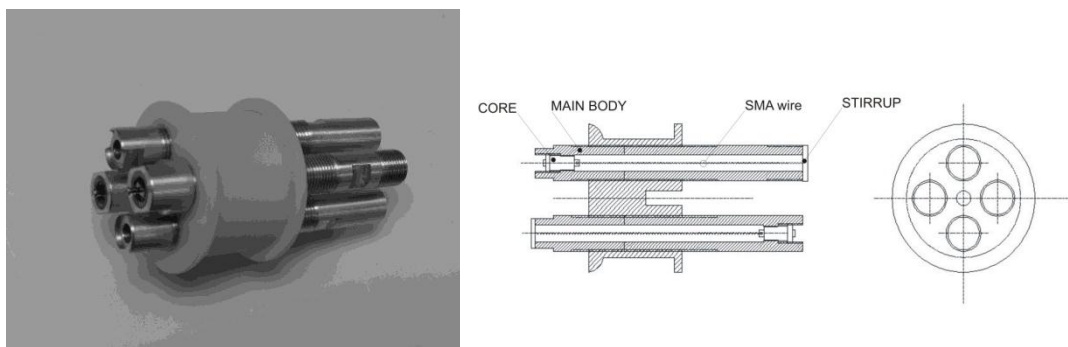


Figure 2: McKibben's pneumatic muscle endcap with SMA valves integrated.

The SMA's attributes classified these types of untraditional actuators to the category of non-linear systems with hysteresis. The problem is shown in Fig.3.

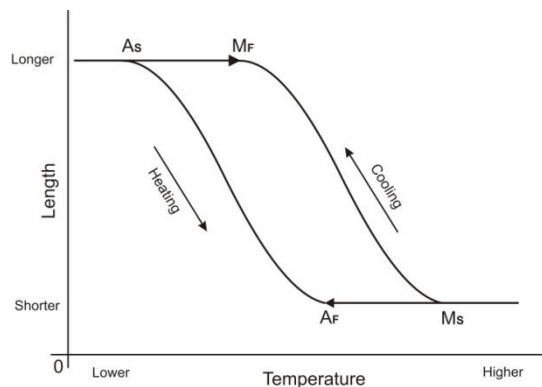


Figure 3: Hysteresis curve in SMA materials.

The hysteresis parameters are given by compound properties and the attributes of particular dynamic application. In a case of actuators the ability of a fast heating and a fast cooling are the main factors which form the hysteresis shape, even it can the hysteresis problem eliminate. There are some applications, where these factors can't be use. The appropriate hysteresis model can helps to control the SMA actuators in this these cases. There are two methods [4] [5] [6] how to establish a proper model. The first method is to make the experiments with real system and the measured

characteristics use for building of the model. The second method is to analyze the theory about solved problem and establish the model on theoretical basics.

3 HYSTERESIS MODELING

The quality regulation of non-linear systems is usually more complicated than the linear systems. The model reference control systems (MRCS) appear to be the best solution for nonlinear systems control. The quality of control is in many cases given by precision of system's model. There are many methods, how to build the model, which is necessary for the effective and accuracy control of specific system.

The problem of hysteresis can be separate to the problem of hysteresis with internal curves (Non-local Memory hysteresis - NM) and hysteresis without internal curves (Local Memory hysteresis - LM). See Fig.4, where a variable $u(t)$ and a variable $y(t)$ represent an input, and an output of the general nonlinear system hysteresis type.

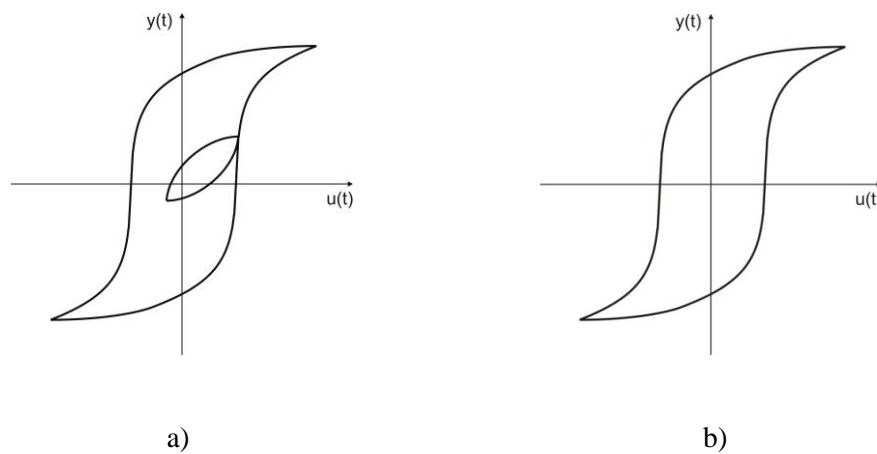


Figure 4: a) Non-local Memory hysteresis (NM), b) Local Memory hysteresis (LM).

The example of the nonlinearity hysteresis type modeling with application of mathematical functions is the Liang-Roger's approach, where the approximation by cosine function is used.

If variable X [%] is martensite fraction, X_0 [%] is starting fraction of martensite, T [°C] is temperature and K [-] is constant representing slope of curves in Fig. 3, then

For the increasing temperature we use the relation:

$$\begin{aligned}
 X &= X_0 & \text{pro } T \leq A_s \\
 X &= 0.5X_0 [\cos K_M (T - A_s) + 1] & \text{pro } A_s < T < A_F \\
 X &= 0 & \text{pro } T \geq A_F
 \end{aligned} \tag{1}$$

For decreasing temperature we use another relation:

$$X = X_0 \quad \text{pro } T \leq M_F$$

$$X = 0.5X_0 [\cos K_M(T - M_f) + 1] \quad \text{pro } M_S \geq T \geq M_F \quad (2)$$

$$X = 0 \quad \text{pro } M_S < T$$

And K is given by:

$$K_A = \frac{\pi}{(A_F - A_S)}, \quad K_M = \frac{\pi}{(M_S - M_F)} \quad (3)$$

The similar method of hysteresis modeling is Tanaka's approach, where the exponential function is used.

These two methods mentioned above can be used in problem of hysteresis modeling, but they are not able to model the problem of internal curves, which is shown in Fig.4. The problem of NM hysteresis modeling can be solved by use of more the more sophisticated methods. These methods can be use in a case of LM hysteresis too [5].

A many of these methods are based on "main block" idea, where the model output is given by the summation of the all blocks outputs. The particular blocks can be defined as simple nonlinearities (Fig.5). The Preisach's method use relay type (Fig.5a), Prandtl-Ishlinskii method use backlash or saturated backlash type (Fig.5b).

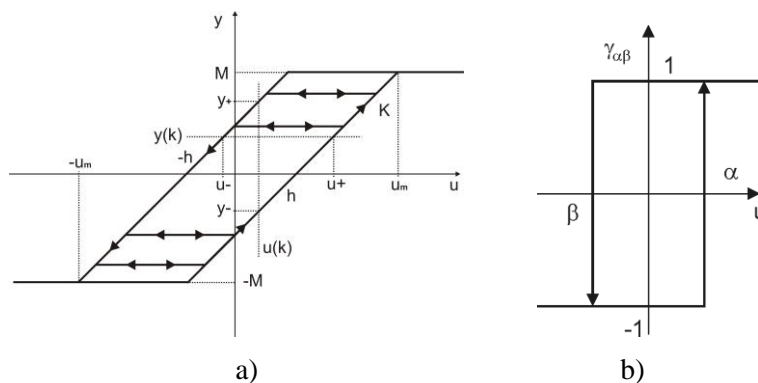


Figure 5: a) Elementary hysteresis type saturated backlash b) Elementary hysteresis type relay.

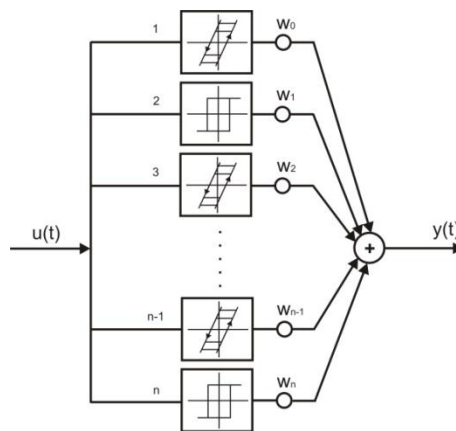


Figure 6: The combined model scheme.

The mathematical relations, which belong to the models mentioned above, are thanks to the use of simple non-linearities, relatively undemanding. The “weight function” w_0-w_n (Fig.6), can be also implemented to the model mathematical basis. This can make a model more complicated but also more accurate. The “tuning” of the particular system model can be probably done by the using of different “basic blocks” (Fig.6).

4 CONCLUSION

There are still some application such an untraditional actuators SMA based, where we can find a problem of non-linear systems with hysteresis nonlinearities type. There are some existing solutions mentioned this article, which can be used. The Liang-Roger’s have a simple basics and it is easy to make. Their disadvantage is inability to describe the hysteresis with the Non-local memory. To the contrary of it, there are more sophisticated methods based on the “main block” idea (Preisach’s, Prandtl-Ishlinskii’s). These methods are more suitable for the modeling of the hysteresis nonlinearity, but its use can be complicated. The function, used in main blocks, can be replaced by the preferable one, which more precisely represents the particular physical model. Also the different “main block” combination is possible.

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] Otsuka, K., Wayman, C.M. Shape Memory Materials. Cambridge University Press, 1998. 284 pages. ISBN 0 521 44487
- [2] Gilbertson, G.G. Muscle Wires Project Book. San Rafael: Mondo-tronics, inc., 2000.56 pages. ISBN 1-879896-16-8
- [3] Flexinol Electrostem II Air Valve - RobotShop. RobotShop | Robot Store | Robots | Robot Parts | Robot Kits | Robot Toys [online]. Copyright © 2016 RobotShop inc. All Rights Reserved. [cit. 15.03.2017]. Available from: <http://www.robotshop.com/jp/en/dynalloy-flexinol-air-valve.html>
- [4] Ikuta, K., Tsukamoto, M., Hirose, S., Mathematical Model and Experimental Verification of Shape memory Alloy for Designing Micro Actuator, Proc. of the IEEE on Micro Electromechanical Systems and Investigation of Microstructures, sensors, Actuators, machines and Robots, 1991
- [5] Mayergoyz, I. Mathematical Models of Hysteresis and Their Applications. New York: Elsevier Science, USA, 2003.472 pages. ISBN 0-12-480873-5
- [6] Kuhnen, K., Modelling, Identification and Compensation of Complex Hysteretic Nonlinearities a modified Prandtl-Ishlinskii Approach, European J. of Control, No.4.,2003, pp. 407-418
- [7] FLEXINOL and Muscle Wires [Tech_sheets [online]. Copyright © 2017 DYNALLOY, inc. All Rights Reserved. [cit. 15.03.2017]. Available from: <http://www.dynalloy.com/pdfs/TCF1140.pdf>

FREERTOS IMPLEMENTATION FOR HIL SIMULATION USING AURIX MULTICORE

Matúš Kozovský

Doctoral Degree Programme (2), FEEC BUT

E-mail: xkozov00@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Petr Blaha

E-mail: blahap@feec.vutbr.cz

Abstract: This article focuses on the Real-time Operating System (RTOS) implementation for Hardware-in-the-loop (HIL) simulation. Three-core AURIX microcontroller TC277 was chosen for testing. This work describes the distribution of software to individual core to reach required functionality. Basic features of HIL simulation and its usage along with RTOS features are discussed.

Keywords: RTOS, AURIX, TRICORE, HIL simulation

1 INTRODUCTION

Nowadays, the reliability and security are key features of any device. Functionality requirements are still growing. Operating systems are more commonly used in embedded systems for this reason. Large amount of different tasks often run in single device. Operating system solution is suitable especially in these applications. Operating system must be predictable and must ensure execution of tasks before their deadlines for these purposes.

Hardware-in-the-Loop (HIL) simulation is also often used for final product reliability testing and simplifies the development of control algorithms. HIL simulation can be used in the final product to monitor deviations from the controlled physical device. For example faults may be not only detected but in some cases they can be predicted using these methods.

2 HIL SIMULATION

HIL simulation is a type of real-time simulation that is used for the development and testing of control systems, control algorithms or for similar purpose. HIL simulation replaces the physical parts of device by a simulation. This method allows you to control simulated device instead of real one. In fact, this approach using HIL simulation shows you how your control algorithm responds, in real time, to realistic virtual stimuli.

Model of real physical part need to be as close to reality as possible for accurate verification of the control algorithm. However, model that would accurately reflect the reality and reacts to all possible environmental effects is not possible to create. The more accurate model requires more computing power. Especially fast continuous states are extremely computationally demanding.

Proper connection between control platform and hardware for HIL simulation must be realised to create the whole system. Hardware of control algorithm and hardware of HIL simulation can be separated and interconnected by control signals in the same way as they are connected in physical device [1]. Real part and HIL simulation hardware can be switched easily in this case. Another option is to implement control algorithms and simulation into one hardware. Control algorithm needs to be transferred to target platform after testing and verification process in this case. If HIL simulation

is implemented in hardware with the control algorithms, it can be for example used to detect faults in the physical part.

HIL simulation can be implemented in various hardware platforms. Simulations requiring more computing power can be simulated using PC with additional extended cards (Field Programmable Gate Array (FPGA) processing card, Graphic Processing Unit (GPU) for calculation, etc.). These methods are generally used [2]. Suitable platform can be determined according to specific requirements [3].

Simulations that require less processing power can be realised using microcontroller. If the microcontroller has sufficient computing power, HIL simulation can be also used for fault detection in final implementation, as mentioned before.

Another advantage of this solution is that control algorithms faults during testing and development can not cause damage of physical system, because controlled part is replaced by HIL simulation. The whole system can be restarted in a case of failure. It is also possible to analyze the fault and modify control algorithm to avoid same faults within real system.

In order to simulate some systems it is appropriate to divide the whole simulation into several separated problems. For example, model of motor can be divided into several parts. Electric part has faster dynamics, mechanical part is slower and thermal part of a motor model is the slowest part. Individual parts of the model can be calculated with different sampling periods. Microcontroller can also perform diagnostics task during HIL simulation and calculate control algorithm. Operating system is suitable for managing individual tasks.

3 OPERATING SYSTEM AND FUNCTIONALITY

Nowadays, great emphasis is placed on the reliability and security of devices. Control system must allow not only the proper control of target physical device, but also self diagnosis and safety monitoring are also necessary for this reason. These demands require not only higher computing power but also proper planning of individual tasks in the CPU. Therefore, control system must be able to perform multiple tasks in one time. In reality, each processor core can only be running a single task at any given point in time. Operating system provides proper switching between individual tasks. Scheduler, one of the most important parts of operating system, is responsible for switching and planing tasks. The scheduler of Real Time Operating System (RTOS) is designed to be deterministic. It mean that task switching and planning is predictable according to precise mechanism and external conditions.

RTOS can be optimized for a classical PC, for a server, as well as for embedded system, which is most commonly used for control applications. Classic Control algorithm or HIL simulation must respond to a certain event within a strictly defined time (the deadline). This can be guaranteed only using predictable scheduler [4].

Priorities of each task, which is executed by operating system, must be properly configured during writing program. The most important and critical tasks have the highest priority. Lower priority tasks are executed at a time when all other higher priorities tasks are in waiting state. Individual tasks can wait for a external event (interrupt) or timeout for periodical tasks [5]. An example of switching individual tasks with different priorities is shown in Figure 1.

FreeRTOS was chosen for implementation testing and practical tests in the target hardware. This version of RTOS is suitable for microcontrollers and can be found for target microcontroller.

4 IMPLEMENTATION

Tri-core microcontroller AURIX TC277 was chosen for testing and final implementation of solution. One core is reserved for the monitoring and diagnosis of running. This core supervises to another

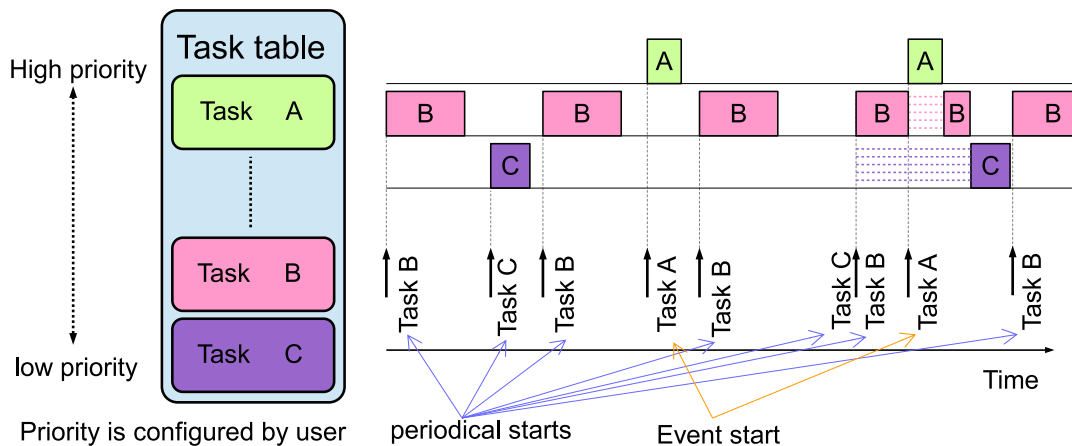


Figure 1: RTOS Task management.

cores for safety reason. Second core is dedicated for HIL simulation. Two periodical tasks run on this core, one simulates electrical and mechanical part and second one simulates thermal behavior of the motor. Third core is dedicated for communications and control algorithm. Control algorithm of the motor should run periodically. Control algorithm is calculated once per PWM period. Task for communication is asynchronous. Task execution depends on the master system requirements using communication line. Distribution of microcontroller tasks is shown in Figure 2.

4.1 FAST PERIODICAL TASK

Nowadays, motors speed is mostly controlled using electric inverters. Switching frequency of these inverters is around 10-20 kHz. HIL simulation to replace real motor should compute states of motor for every period of PWM signal. Task to compute electrical part of HIL simulation should be calculated at least every 100 μ s. Mechanical part is calculated using the same period. Thermal part is calculated using ten times longer period.

Periodical task down to 1 ms can be realized using RTOS features. However, 100us periodic task is too fast for FreeRTOS general timer. Suitable solution of this issue is using microcontroller hardware timer to generate periodic interrupt every 100 μ s. This interrupt subsequently uses semaphore to allow execution of another period of electrical and mechanical part of HIL simulation task. Control algorithm task of Core 1 and HIL simulation task of Core 0 are synchronized using the same method. Simulated variables such as motor currents, speed and position are forwarded to control algorithms using shared memory. The same method is used for PWM signals from control algorithm to HIL simulation.

5 CONCLUSION

The final application which was created based on the above mentioned theory was successfully created and tested. Measurement confirmed that individual tasks are executed in expected time intervals. Execution sequence of tasks is also due to prediction.

Software for HIL simulation and for control algorithms was generated by MATLAB automatic code

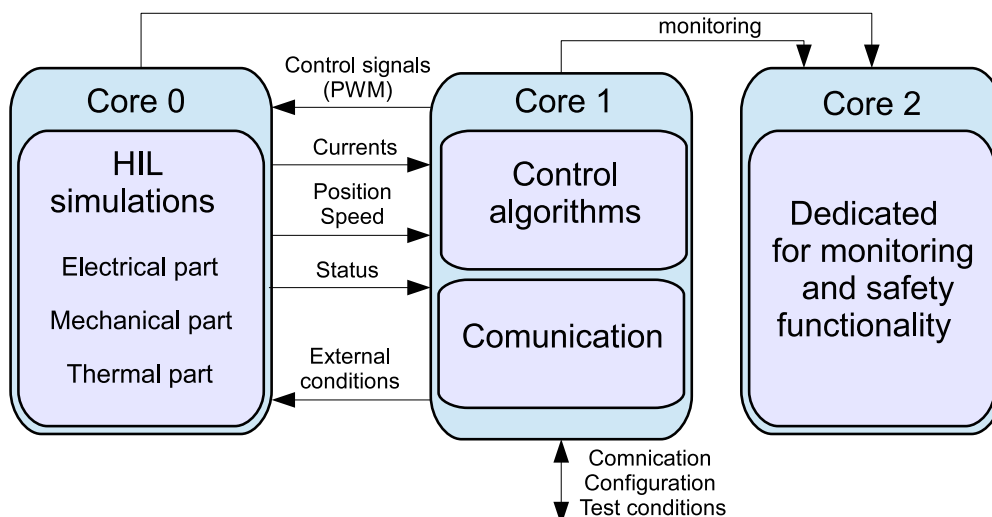


Figure 2: Function distribution into microcontroller cores

generation. The results of HIL simulation and control algorithm implemented to embedded system were consistent with the simulations. The real motor tests require connection of control signals to voltage source inverter.

ACKNOWLEDGEMENT

This work was supported by ECSEL JU under the project 621429 EMC2.

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] S. Abourida, J. Belanger, and C. Dufour, “Real-time HIL simulation of a complete PMSM drive at 10 /spl mu/s time step,” in 2005 European Conference on Power Electronics and Applications, 2005, p. 9 pp.-pp.P.9.
- [2] J. J. Poon, M. A. Kinsy, N. A. Pallo, S. Devadas, and I. L. Celanovic, “Hardware-in-the-loop testing for electric vehicle drive applications,” in 2012 Twenty-Seventh Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2012, pp. 2576–2582.
- [3] C. Dufour, S. Cense, V. Jalili-Marandi, and J. Belanger, “Review of state-of-the-art solver solutions for HIL simulation of power systems, power electronic and motor drives,” in 2013 15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE), 2013, pp. 1–12.
- [4] F. E. Paez, J. M. Urriza, R. Cayssials, and J. D. Orozco, “FreeRTOS user mode scheduler for mixed critical systems,” in 2015 Sixth Argentine Conference on Embedded Systems (CASE), 2015, pp. 37–42.
- [5] C. S. Stangaciu, M. V. Micea, and V. I. Cretu, “Hard real-time execution environment extension for FreeRTOS,” in 2014 IEEE International Symposium on Robotic and Sensors Environments (ROSE) Proceedings, 2014, pp. 124–129.

AUTOMATIC DC MOTOR STOP DETECTION

Jakub Arm

Doctoral Degree Programme (3), FEEC BUT

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

Supervised by: Zdenek Bradac

E-mail: bradac@feec.vutbr.cz

Abstract: In this article, the automatic motor stop because of a mechanical obstacle or the end limit is described and implemented. Theory about the motor current parameters evaluation and the motor current measurements is presented. As case-study, the created air-conditioning using ATmega8 and MC33887 is described where the motor stop is implemented and tested. A new algorithm that detects the motion state automatically according to the motor current measurement with no need of the motor parameters is proposed and tested.

Keywords: DC motor control, current measure, motor stop detection, ATmega8, MC33887

1 INTRODUCTION

Home automation is rising with the lower prices for electronics. So everybody can buy or even make his own embedded device to automate some task in a house. The requirements are price, simplicity, and also trendy stuff. The enthusiasts manage simple 8-bit MCU to build devices like home air-conditioning. They use chips for actor control like motor drivers that solves all hard stuff. On top of that, they want to use the modern algorithms that are not difficult to set and that are robust.

2 THEORETICAL BACKGROUND

In this section, some theory regarding the DC motor control and the DC motor current measurement is presented. The presented theory is used targets the firmware creation in section 3. Some computation used for case-study are performed.

2.1 DC MOTOR SPEED CONTROL

The speed of DC motor can be controlled in closed-loop and open-loop. In closed-loop, the analog voltage or PWM by a controller is used. The controller may be in form of *neural network*, *conventional PID*, *fuzzy logic*, *adaptive*, or other non-linear controller. This type of controlling needs some external sensor to get a value of the current motor speed. A modern controller relies on DC motor model inside, therefore only current sensor is needed [1]. In special cases, only the model without any sensor is needed.

In case of no special requirements to the motor control, the motor is advantageously controlled in open-loop PWM mode where the motor velocity and current is computed via equations (1) where d is duty cycle of PWM, U_0 is maximal voltage of PWM, and c_ϕ is constant for the DC motor with permanent magnetics [3].

$$\begin{aligned}\omega &= \frac{U}{c_\phi} && [\text{rad} \cdot \text{s}^{-1}; \text{V}; \text{V} \cdot \text{rad} \cdot \text{s}^{-1}] \\ U &= U_0 \cdot d && [\text{V}; \text{V}; \%]\end{aligned}\tag{1}$$

2.2 DC MOTOR CURRENT COMPUTATION

As DC motor model with permanent magnetics (see equation 2), the short-cut current (see equation 3) and the median value of current is computed (see equation 4) in steady-state. As case-study, the motor has parameters: $U_0 = 12 V$, $f_0 = 3800 rpm$, $R_A = 26,11 \Omega$, $L_A = 8,05 mH$, $\omega_0 = 2\pi f_0 = 397,94 rad \cdot s^{-1}$, and $c_\phi = 0,03 rad \cdot s^{-1}$. The control PWM signal has parameters: $U_M = 14,8 V$, $d = 62 \%$, and $f = 10 kHz$.

$$\begin{aligned} \frac{di(t)}{dt} &= \frac{1}{L}(u(t) - c_\phi \cdot \omega - R \cdot i(t)) \\ \frac{d\omega(t)}{dt} &= \frac{1}{J_C}(c_\phi \cdot i(t) - m_Z(t)) \end{aligned} \quad (2)$$

$$I = \frac{U}{R_A} = \frac{U_M \cdot d}{R_A} = \frac{14,8 \cdot 0,62}{26,11} = 351,44 mA \quad (3)$$

$$I = \frac{U - c_\phi \cdot \omega}{R_A} = \frac{U_M \cdot d - c_\phi \cdot \omega_0 \cdot d}{R_A} = 67,96 mA \quad (4)$$

2.3 DC MOTOR CURRENT MEASUREMENT

The current is mostly measured using a resistor, or a Hall sensor. The controlled DC motor is connected to H-bridge that is a set of four transistors to achieve all operation modes. So the measuring resistor is usually used. The Hall sensor is used for contact-less measurement that is useful for higher currents.

Some DC motor driver chips provide a feedback signal that is proportionally to the motor current. This signal is current character and therefore it needs to be converted using a resistor to voltage for measuring by ADC peripherals. Parallel to this resistor, a capacitor is recommended to reduce a noise. The value of this resistor affects the maximal voltage value that corresponds to the maximal measured current value.

3 CASE STUDY - AIR-CONDITIONING

In this section, the air-conditioning as a case-study of the DC motor stop detection implementation is described. There are also some equations to compute the DC motor parameters used for the DC motor stop detection algorithm.

3.1 AIR-CONDITIONING DESCRIPTION

Air-conditioning as a case-study is a system that checks the digital thermometer, and controls the fan flop and the fan motor. When a master service system is connected, it performs commands and transfers the state variables using a special protocol via USB bus. The fan flop is moved by the DC motor in bang-bang mode without any additional sensor. So the control system has to detect the right positions using the motor stop detection.

The control system (see Figure 1) consists of Atmel ATmega8 that runs a firmware. It communicates with a master system via USB using FTDI FT232 chip. The fan motor is switched using the on-board relay powered by a transistor. The fan flop motor is powered by NXP MC33887 [2] motor driver that can deliver up to 28 V at 5 A. This chip is controlled by digital signals and PWM inputs. This chip also provides current measurement feedback as 1/375 of the load current. The thermometer Dallas DS18B20 communicates using the unique 1-Wire interface.

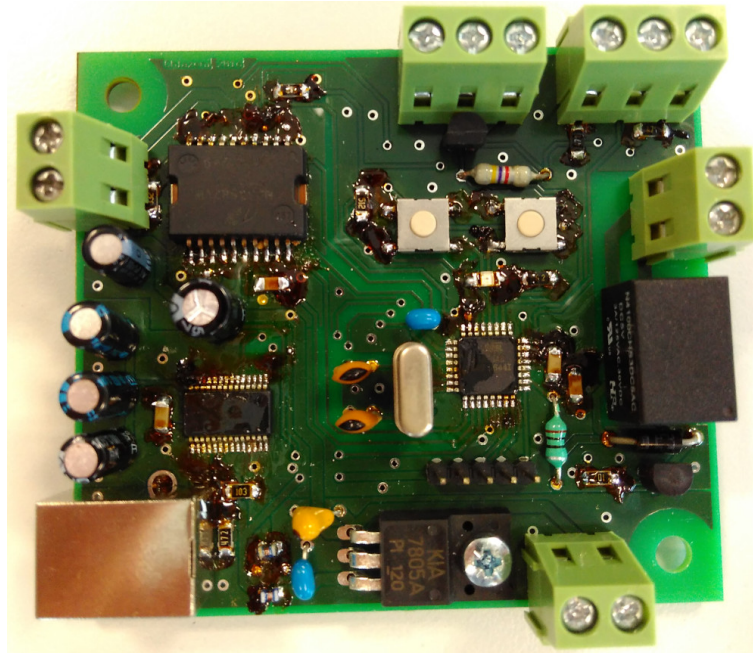


Figure 1: The created control system

3.2 DC MOTOR STOP DETECTION

The firmware implements the motor stop detection using the motor current measurement provided by MC33887 chip. This feedback is sampled by ADC peripheral at 100 kHz . The noise is not marginal because of the external filter so none software filtering is used.

The motor is controlled in open-loop because there are no other requirements to the motor control. Next reason is that the controller does not recognize any obstacle impacting mechanical motor stop only from current sensor. On top of that, the first overshoot is needed for the motor state recognition.

As measuring the motor current while reaching the stop position, the median value of current at the steady state and the short-cut motor current are measured (see Figure 2). As evaluating the measurement, the median value of current at the steady state has been calculated as a value of $58,48\text{ mA}$ and the short-cut motor current as a value of $218,33\text{ mA}$. Therefore the threshold value of the motor stop detector has been set to a value of 70 mA . When the measured current rises above this limit, the motor motion will end because of end position reached.

At the motor motion start, its current has the overshoot because of the motor inductance. This impact is lowered using the linear ramp motion profile when motor PWM signal is generated. In any case, the motor stop detector is disabled during the first 200 ms . Therefore if the fan flop is actually on the limit while motor start, the reaction of the motor stop detector will be prolonged. Otherwise the motor current profile looks like on Figure 3.

3.3 PROPOSED ALGORITHM

The threshold value of the motor stop detector is computed automatically while the motor is moving from its measured median value of current plus the defined safe margin value. This fails in case of the motor is at the end position while starting. This problem is solved by the detection of the first overshoot from current slope end. If there is no overshoot, there will be a problem with the motor motion start. This is solved by the detection of the steady current without the slope detection for the

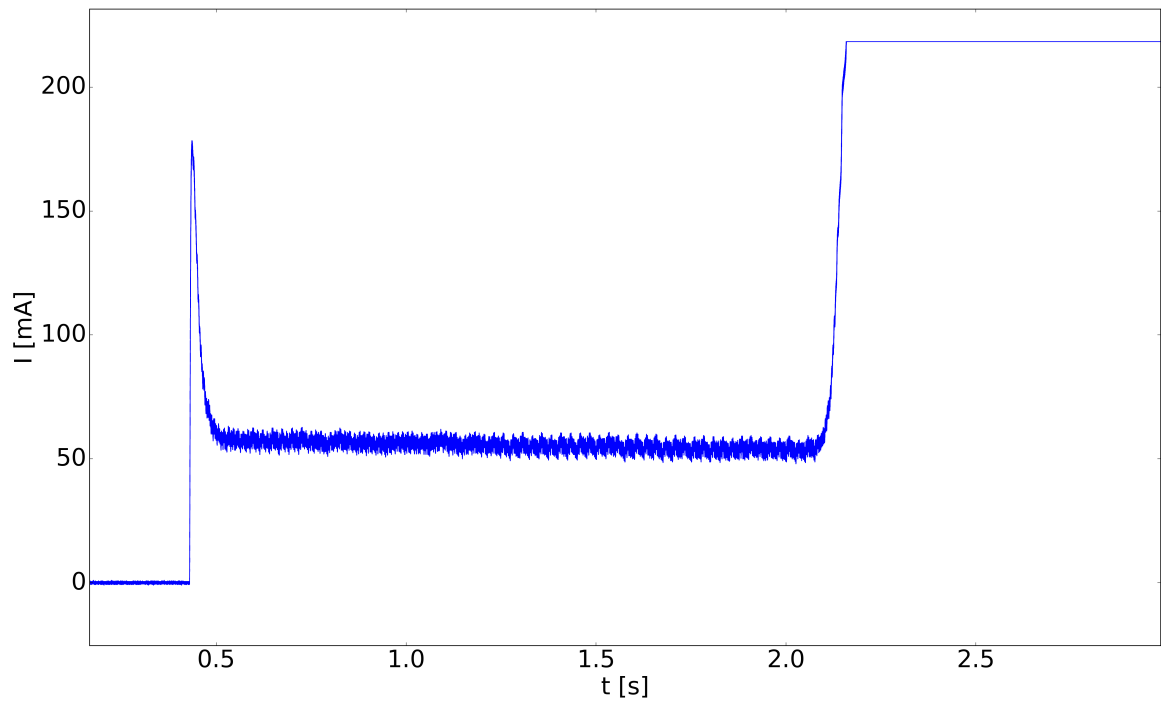


Figure 2: The measurement of motor current cycle

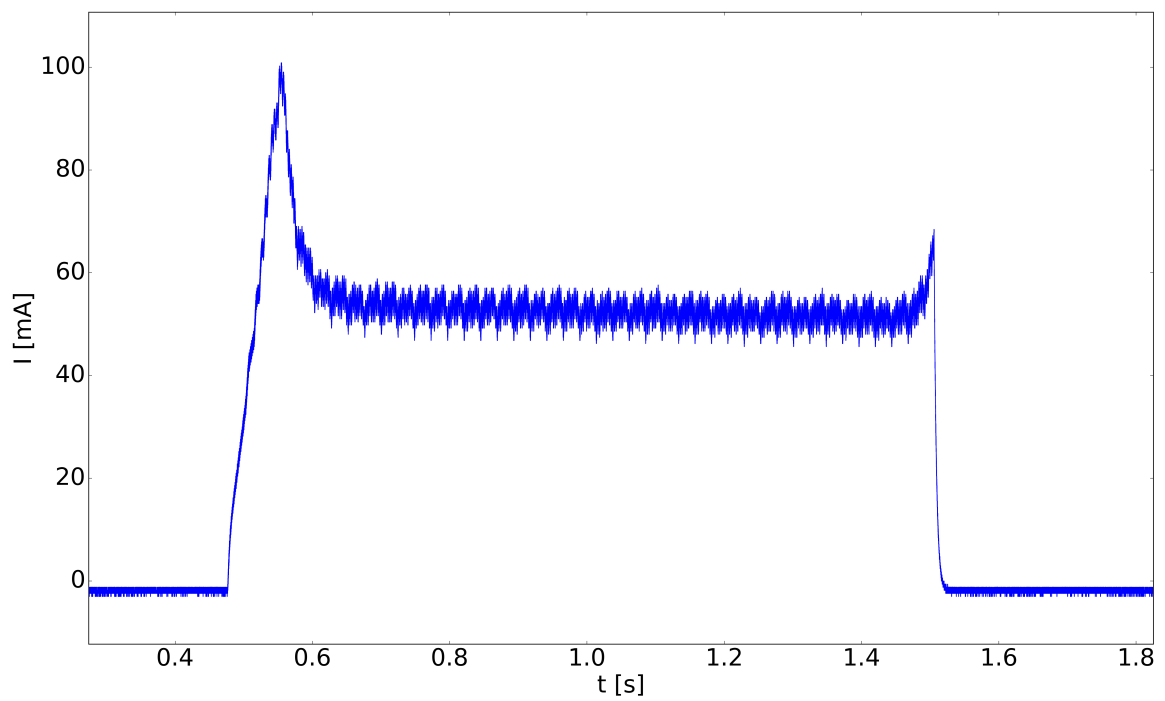


Figure 3: The measurement of motor current cycle with motor stop detection

specific time. These parameters are set once and they do not have to change if the motor changes.

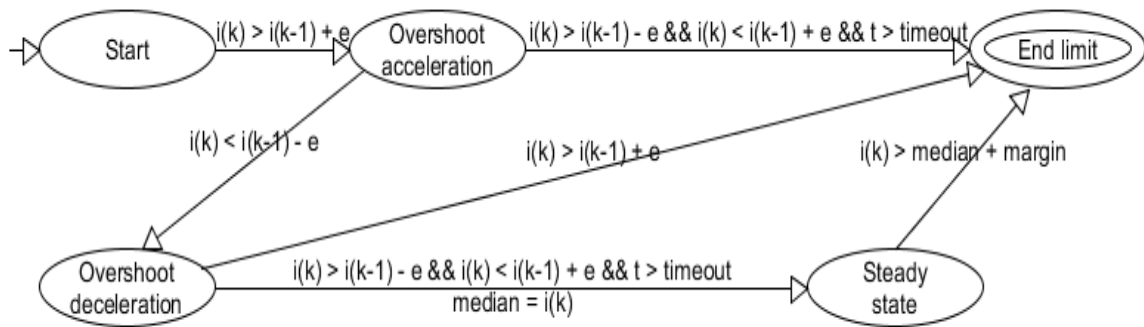


Figure 4: The finite state automata of motor automatic stop

This algorithm is implemented using a *deterministic finite state automata* that is formally denoted as $DFSM = (S, \Sigma, s_0, F, \delta)$ where S is a finite set of states, Σ is a finite set of actions, $s_0 \in S$ is an initial state, $F \subset S$ is the set of final states, and $\delta \in S \times \Sigma \times S$ is the state-transition function. The implemented automata is depicted in Figure 4.

4 CONCLUSION

This article deals with the automatic motor stop detection and performing due to a mechanical obstacle or the end limit. Theory about the motor current evaluation and the motor current measurement is presented. As case-study, the created air-conditioning is described. The theoretic computed current values are slightly different from the measured value due to approximations and simplifications of the the DC motor model. On top of that, a new algorithm that detects the motion state of the motor is proposed and successfully tried. Using this algorithm, no parameters except the safe margin current and the steady time do not have to be set or tuned. These parameters are motor independent.

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] K. S. Ravi Kumar, Jaideep, Rohit, and Vikas. Microprocessor based closed loop speed control of dc motor using pwm. In *2015 International Conference on Control, Instrumentation, Communication and Computational Technologies (ICCICCT)*, pages 255–257, Dec 2015.
- [2] NXP. Mc33887 datasheet, 2012.
- [3] Wei Wu. Dc motor parameter identification using speed step responses,. In *Modelling and Simulation in Engineering*, 2012.

Doktorské projekty

Mikroelektronika a technologie

PEROVSKITE PHOTOVOLTAIC CELL WITH 7.2% CONVERSION EFFICIENCY

Dávid Strachala, Josef Hylský, Michal Kadlec

Doctoral Degree Programme (3.), FEEC BUT

E-mail: xstrac07@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Jiří Vaněk

E-mail: vanekji@feec.vutbr.cz

Abstract: The main purpose of the work is to find an optimal way for the preparation of the perovskite photovoltaic cell with high conversion efficiency. An active perovskite layer is formed as $\text{CH}_3\text{NH}_3\text{PbI}_{3-2}\text{Cl}_2$. In total has been created six solar cells. Conversion efficiency of best sample 1 has reached $\eta_{\text{MAX}} = 7.22\%$. Samples were further analyzed and based on that were implemented other techniques for their improvement.

Keywords: Perovskite photovoltaic cells, organic – inorganic solar cells, 7% conversion efficiency.

1. INTRODUCTION

Well-known scientist Michael Grätzel called perovskite as "unusually cheap" material that could operate successfully in solar cells and combine the seemingly incompatible - low acquisition cost and high efficiency of energy conversion of sunlight into electricity [1]. Advantages of perovskite solar cells lies in their potential use in a broad application such as windowpanes, facade systems and much lower production costs (also availability of materials) in comparison to a traditional silicon solar cells with a relatively easier methods of its preparation. Perovskite solar cells can be considered as promising power source worthy attention. On the other hand, the biggest problem of perovskite solar cells is their degradation.

2. PEROVSKITE PHOTOVOLTAIC CELLS

2.1. STRUCTURE OF PEROVSKITE SOLAR CELLS

Perovskite in general is a name for a group of substances with the same crystal structure as CaTiO_3 . The presented work deals with the perovskite solar cells known as $\text{CH}_3\text{NH}_3\text{PbI}_{3-2}\text{Cl}_2$ / PC_{61}BM . Its structure is indicated in Fig. 1. A semiconductor is created as an organic-inorganic hybrid composition of $\text{CH}_3\text{NH}_3\text{PbX}_3$ ($X = \text{Cl}, \text{I}, \text{Br}$).

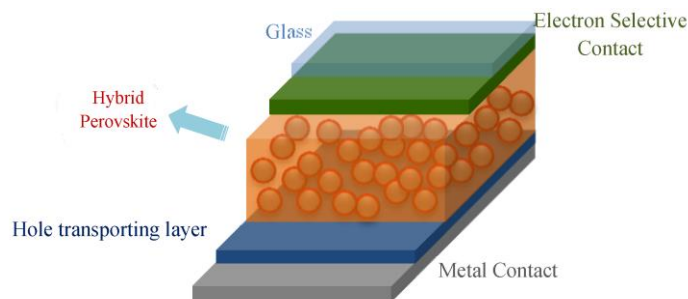


Figure 1: General structure of perovskite solar cells: Glass + ITO, HTM – Hole transporting material, Electron selective contact and cathode (eg. Au, Al) [1]

The advantage of perovskite solar cells is in a relatively easy preparation from a generally available raw materials [2]. Complication is the fact that the material of an active layer includes toxic lead. This problem can be solved by replacing the lead for other metal (eg. by tin, but the structure doesn't reached the conversion efficiency of perovskite solar cells with lead). Another problem is that perovskites are generally water soluble (prepared from the solution), so that exposure to atmospheric moisture can quickly degrade the solar cell. Material exposed to an atmospheric moisture within a few hours passes into the undesirable "unperovskite" crystalline structure. Still is not possible to create perovskite solar cells entirely resistive to degradation influences. The lifetime of common photovoltaic cells is counted in months.

2.2. MANUFACTURING PROCESS OF PEROVSKITE PHOTOVOLTAIC CELL

In total it was prepared six samples with composition.

- Cathode: vapor-deposited Al
- Electron selective contact: PC₆₁BM methyl-ester [6,6]-feryl C₆₁ butyric acid
- Perovskite layer: CH₃NH₃PbI_{3-x}Cl_x
- Hole transporting layer: PEDOT:PSS (Poly3,4etylenedioxythiofen): poly(styrenesulfonate)
- Glass: ITO (Indium Tin Oxide) In₂O₃-SnO₂

Solar cells were fabricated on PEDOT coated indium tin oxide glass (ITO) with emphasis on the optimal way of heat treatment. The ITO substrates were before this process cleaned in an ultrasonic bath. CH₃NH₃PbI₃₋₂Cl₂ film was formed through a spincoating from a mixture of CH₃NH₃PbI, PbI₂ and PbCl₂. After verifying that the precursor solutions were successfully synthesized, the organic semiconductor PC₆₁BM was deposited. Finally, aluminum cathode was deposited through a mask on the active layer. A detailed description of the preparation is given in the following text.

Preparation of the carrier substrates with an ITO layer was proceeded as follows: the substrates were firstly put into the beaker with a 5-10% of NaOH solution. Subsequently, after a period of 3-5 minutes, were left in the ultrasonic bath, then rinsed with MilliQ water and finally cleaned with an isopropylalcohol.

PEDOT: PSS was before applying filtered through a 45 µm PVDF filter. A 55 ml of solution was used. Spin-coating was adjusted to a rotational speed of 3000 rpm (with the acceleration speed of 500 rpm) for 30 seconds. The cathode strip was after this process purified by MilliQ water.

Perovskite layer was prepared from molar solution of the mass fraction of 1:1:4 with a total concentration of 9 percentage by weight. In numbers it means: of CH₃NH₃PbI (0.19561g), PbI₂ (0.141822 g) and PbCl₂ (0.08555 g). The solution was prepared within the laboratory conditions for 12 hours at the temperature of 70 °C with the stirring speed of 650 rpm. The solution was then filtered with a 45µm filter and applied to a preheated glass slides (100 °C for a 30 sec) by spin-coating in an amount of 40 µl with the 3000 rpm with the 320 rpm speed acceleration. After deposition was on the slides cleaned anode strip. After this step were slides transferred to a hot plate with an 80 °C temperature for a period of 1 minutes.

The layer of PC₆₁BM was applied similarly. The solution was prepared from 10 mg / ml of PC₆₁BM in a mixture of anhydrous solvents of chloroform-chlorobenzene (1:1). Deposition was performed through a spin-coating at 1200 rpm for 60 sec. in an amount of 50 ml, but this time without a subsequent annealing. Cathode strip was refined with a chloroform.

In the end an aluminum electrodes were vapor-deposited with a thickness of 100 nm followed by encapsulation of the samples with the epoxy resin. Cover glass with contacts were also attached.

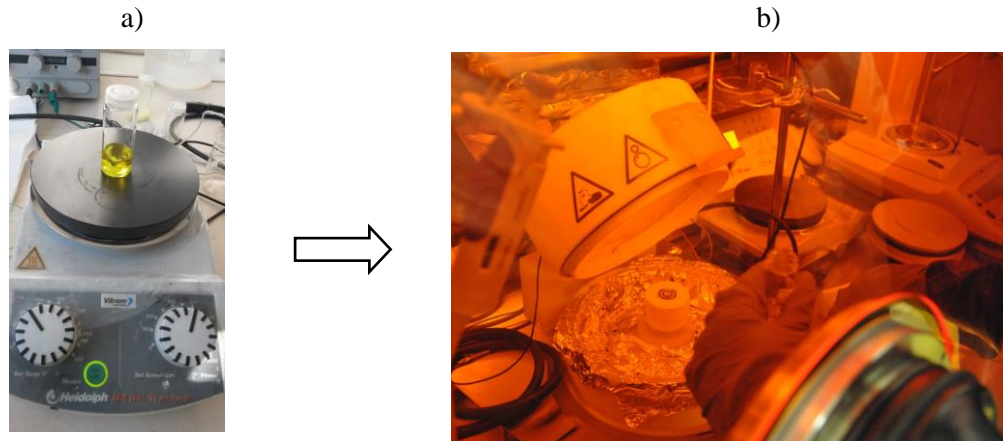


Figure 2: a) Preparation of $\text{CH}_3\text{NH}_3\text{PbI}_{3-2}\text{Cl}_2$ solution and b) applications of perovskite by spin coating

3. MEASURED DATA

3.1. RESULTS OF MANUFACTURING PROCESS

Conversion efficiency of perovskite solar cells was during the initial measurement equal to approximately 6 %. The highest conversion efficiency was reached by cells No. 1 ($\eta_{\text{MAX}} = 7.22\%$); No.2 ($\eta_{\text{MAX}} = 5.57\%$) and No.4 ($\eta_{\text{MAX}} = 5.21\%$). Measurements were performed on the solar simulator with light source of $1000 \text{ W} / \text{m}^2$ value. The average final values are shown in Table I. Current-voltage characteristic of sample 1 is at Fig. 3.

TABLE I. Average parameters of manufactured perovskite solar cells and the best one 1_P2

Device	I_{sc} [mA]	V_{oc} [mV]	I_{mpp} [mA]	V_{mpp} [mV]	P_{mpp} [W]	FF [%]	η [%]
1_P1	0.49	958.67	0.42	786.58	0.33	70.92	7.12
1_P2	0.51	918.46	0.45	746.54	0.33	71.34	7.22
1_P3	0.50	646.28	0.42	466.44	0.19	61.01	4.22
1_P4	0.40	634.01	0.34	466.39	0.15	61.38	3.40
1_P5	0.45	890.32	0.39	693.14	0.27	68.21	5.90
1_P6	0.44	936.06	0.38	773.30	0.29	71.57	6.35
3_P1	0.24	928.53	0.18	666.48	0.12	54.91	2.62
3_P2	0.48	883.62	0.41	666.43	0.27	65.62	5.95
3_P3	0.50	475.34	0.40	319.87	0.13	53.74	2.78
3_P5	0.44	838.21	0.36	612.95	0.22	59.22	4.72

Efficiency of solar cells during their measurements were not constant. Sometimes efficiency has increased and then decreased to original value. The reason probably lies in the heating of the cells during their measurements because solar cells were measured in a short intervals.

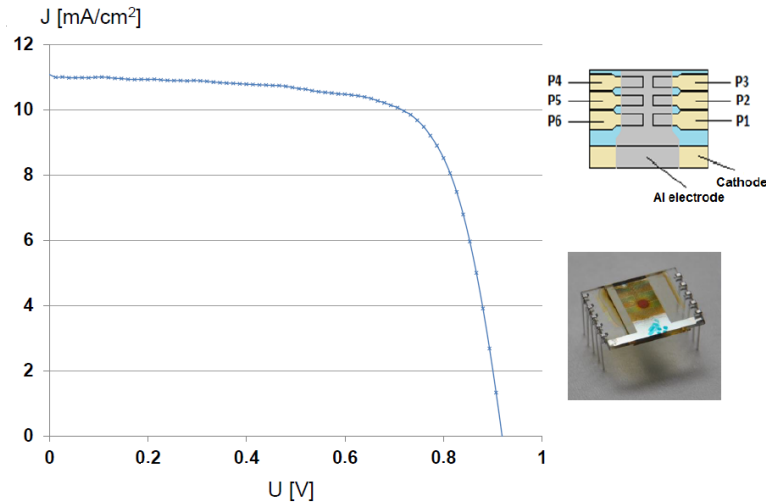


Figure 3. Sample 1 current-voltage characteristic

Spectral response of the sample no. 2 was measured. Known properties of the perovskite crystals is its response to UV light (3). In this way is possible to verify the obtained structure. From Figure 5 it is evident that the overall response of the sample is concentrated near 470 nm (between the UV and visible spectrum). Produced solar cells therefore had an active perovskite structure.

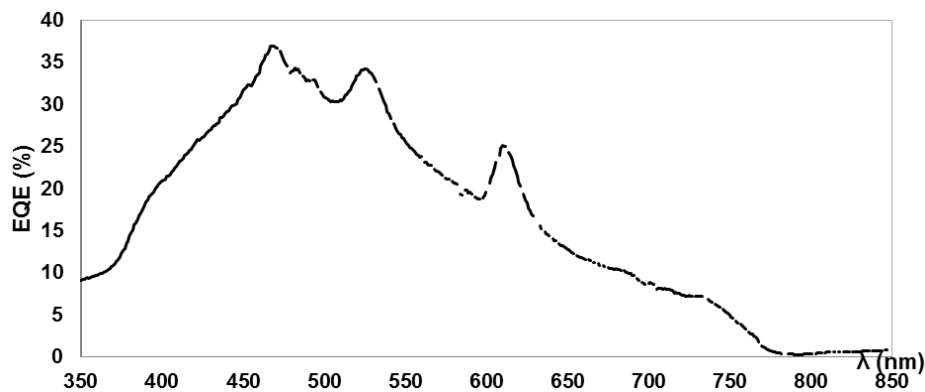


Figure 5. Spectral response of perovskite solar cell – sample no. 2.

3.2. IMPACT OF MOISTURE TO PEROVSKITE STRUCTURE

With a measurement during illumination the efficiency has increased to a certain value, then again has dropped. The reason is probably in the temperature of the sample during measurements (samples were rapidly heating). Samples were also measured consecutively in short intervals. The gradual degradation of the material, well-known phenomenon of perovskite solar cells, has occurred later. The conversion efficiency of the cells has decreased significantly after 20 hours of its function from $\eta_{MAX} = 7.22\%$ to $\eta_{MAX} = 5.48\%$. Degradation of the perovskite solar cells is currently one of the biggest problem of these materials [3].

Degradation and changes in the parameters of the perovskite samples is most influenced by moisture, which despite encapsulation may partially penetrate into the layers [1]. An interesting phenomenon has occurred related to the gradual increasing and lowering of conversion efficiency. The grains have unified gradually leading to the enlargement of its volume. This may involve into the reducing of the number of grain boundaries which forms a barrier to the flow of current, which could explain the increasing and decreasing of the efficiency. AFM microscope analysis was done because of observation of ongoing processes – Figure 5. This phenomenon will be given additional measurements on perovskite photovoltaic cells.

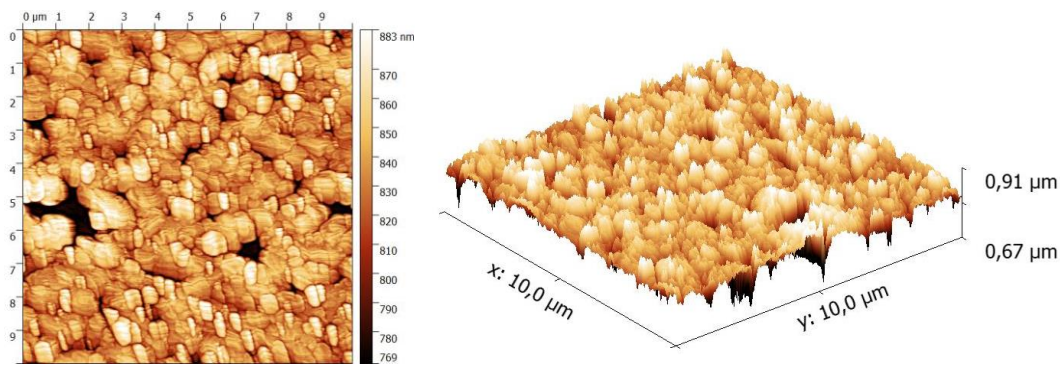


Figure 5: left: AFM microscopy analysis of perovskite solar cell active layer, right: 3D model of perovskite solar cell active layer

4. CONCLUSION

Originally, there were perovskite solar cells prepared in combination with liquid electrolyte, but there has occurred rapid degradation due to dissolution of crystals of perovskite. Substantial development progress has been achieved by optimizing the parameters in terms of manufacturing process or by the intervention in the chemical structure of the cells.

In total has been created a six solar cells. Manufacturing process were adjusted by analyzing the perovskite solar cells. Conversion efficiency of created cells was equal to approximately 6 %. The best sample no.1 has reached promising 7.22 % conversion efficiency. Follow-up work will try to improve the manufacturing process and prevent the perovskite solar cell degradation.

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] Kim, H.-S.; Lee, C.-R.; Im, J.-H.; Lee, K.-B.; Moehl, T.; Marchioro, A.; Moon, S.-J.; Humphry-Baker, R.; Yum, J.-H.; Moser, J. E.; Grätzel, M.; Park, N.-G. Nat. Sci. Rep. 2012, 2,591
- [2] STRACHALA, Dávid, Josef HYLSKÝ a Michal KADLEC. 2016.Proceedings of the 22nd Conference STUDENT EEICT 2016. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií. ISBN 978-80-214-5350-0.
- [3] KADLEC, M.; VANĚK, J.; SIONOVÁ, M.; WEITER, M. Processing and Optimization of the Perovskite Solar Cell. ECS Transactions, 2015, roč. 2015, č. 70, s. 255-260. ISSN: 1938-5862.

APPLICATION OF MINI DISPLAY FOR DATA PROJECTION IN USER ELECTRONICS

David Veverka

Doctoral Degree Programme (2), FEEC BUT

E-mail: xvever05@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Jiří Háze

E-mail: haze@feec.vutbr.cz

Abstract: This paper deals with application of a very small display in user specific equipment for projecting data collected at a source machine. The transmission of the data is realized using Bluetooth Low Energy wireless modules. The method of this process is described as well as the complete solution and realization of the prototype.

Keywords: Data collection, Display, Wireless communication, Bluetooth Low Energy

1 INTRODUCTION

The project is dealing with implementation of a really small OLED display into consumer electronics and its usage for displaying various data collected from a wide variety of sensors and different machines. The field, that is the authors field of expertise, is being currently in the process of adaptation to digital technology. Only few companies, that are leading this particular field, are, in recent years, starting to change long used analog electronics into their digital counterparts where the application allows to do so. With this approach, it is becoming more and more possible to output various digitally processes data from the particular machines and thus displaying them to the user in their accessories. In this particular field, it is still something very new and it is also subject to questions concerning usability because the old generation of users is more used to working based on what they directly see rather than to rely on outputted data from a machine. The realization of this solution is discussed here.

2 DESCRIPTION OF FUNCTIONALITY

The function of the application is described on the functional diagram in figure 1. The machine is currently fitted with various sensors for detection of incoming light and voltage and current measurement during operation. The whole solution is created in a modular way so the possibility of addition of new sensors or other measuring equipment is possible in the future. The signals from sensors are processed by the internal digital circuitry of the machine and there has to be stated that this is not part of the solution that is being discussed here. This part is realized by other manufacturer who owns manufacturing rights and know-how for the mentioned machine. The wireless modules and display implementation were realized by the author of this paper.

The wireless modules were used in the past project for conducting trigger signals for darkening of LCD display. These used modules are quite flexible so further functionality was added. The module is wirelessly connected to the machine using standard Bluetooth Low Energy technology. There is a GATT server realized on the module housing several characteristics used for collection of the data coming from the machine. When data come from the machine, they are written to the corresponding characteristic based on the type of data extracted from the machine. The machine notifies the module every time it has new data prepared for it so that there is no need for polling from the module side. However, the module needs to scan for advertisements from the machine in regular intervals because some of the operations are time critical (for example the light detection part).

Based on the standards in the field of application the timing had to be set to a period around 100 ms per scanning event.

The wireless module and the display are supplied from a Lithium Polymer battery which currently has a capacity of 150 mAh. In current setup, the appliance can run approximately 8 hours without the need for charging.

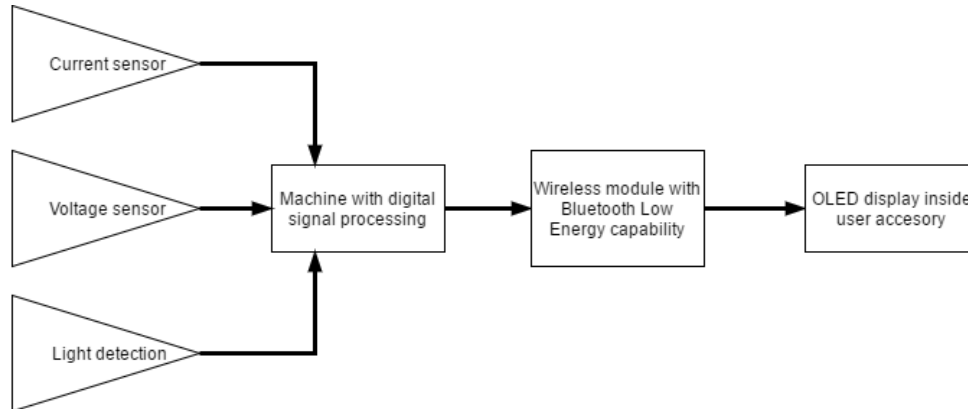


Figure 1: Functional diagram

After the module receives the data it processes it to some extent and then, using simple UART interface, it is fed to the OLED display. This part of the process is planned to be optimized in the future because the processing could be done already at the machine side and could save a considerable amount of power, thus extending the battery life.

The communication protocol is currently implemented to support only simple commands. There are several possibilities to draw various shapes, for example circle, rectangle, line and a simple bird animation, which is provided by the manufacturer of the display in order to test the color depth of the display. Thus, the module needs to supply only a set of coordinates that are going to be used for drawing the shapes in a desired space on the display. Furthermore, a basic font is going to be implemented for including the possibility of drawing numbers and letters on the display.

Currently the requirement is only to display the processed data in any way on the display. This allows to store the fonts on a SD stick or in the internal memory of the module and thus the realization is simpler. In the future, however, the manufacturer requires that the font and all the presets could be changed “in field”. That means more flexibility is required. The machine will supply all the data even with the graphical presets. Thus, the need for higher data throughput arises and it is possible that other wireless technology is going to be needed. Luckily there are many wireless modules on the market that even provide dual functionality, meaning that classic Bluetooth can be used in parallel with Bluetooth Low Energy and this combination could be sufficient for the whole solution.

3 DESCRIPTION OF THE USED WIRELESS MODULES

In this section, two variants of the wireless modules will be described. Both are manufactured by company Lairdtech. One of them, the BL600/620 is currently being used for the prototyping of the functionality and it is soldered to the wireless modules. The BT900 is one of the novel variants that is going to be used in the next iteration of the prototypes.

3.1 BL600/620 WIRELESS MODULE

The BL600/620 is a single mode Bluetooth Low Energy wireless module. Thanks to its custom-made programming language (Smart Basic) it is a very fast prototyping platform. The module can be seen in figure 2.

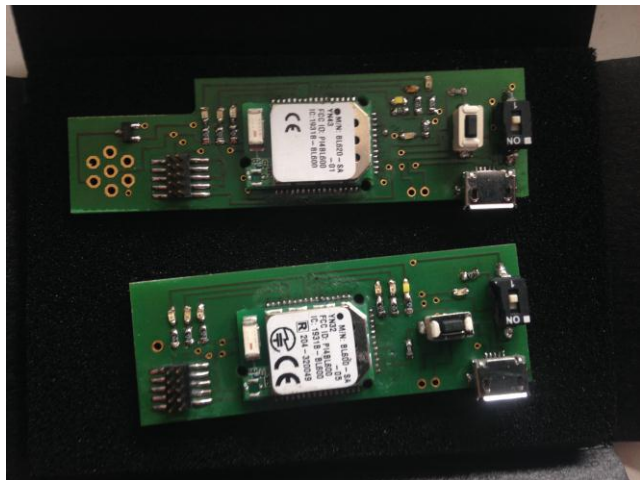


Figure 2: BL600/620 wireless module and its application on the prototype boards [3]

This module is unfortunately fit only for small amounts of data. Because of that it is used only in the preliminary prototype. It is not able to transfer all the graphic layouts and fonts simply because the protocol is made for other applications. The naming BL600/620 corresponds to slave/master module configurations.

The module has following technical parameters:

- Supply voltage 1.8 V – 3.6 V,
- Bandwidth 2.4 GHz,
- CPU ARM Cortex M0,
- Dimensions 19mm x 12.5mm x 3mm,
- Pin count up to 28,
- Transmit power up to 4 dBm, [3]
- Cost 12.54 EUR

3.2 BT900 WIRELESS MODULE

The BT900 module is an upgraded version of the BL600/620 not only from software point of view but also the internal structure of the module has been adjusted to support both Bluetooth modes. Consequently, the module offers much more internal memory and also has faster CPU. Thus, it allows for higher data throughput which is needed for the next iteration of this prototype. The main advantage for the modules from Lairdtech is the fact, that the code is portable from one module to the other. The SmartBasic programming language is universal for all the modules this company creates which makes them worth their price. The BT900 module is shown in the Figure 3.



Figure 3: The BT900 Bluetooth dual mode module [2]

The module has following technical parameters:

- Supply voltage 1.8V – 3.6V,
- Bandwidth 2.4 GHz,
- CPU ARM Cortex M3,
- Dimensions 19mm x 12.5mm x 2.5mm,
- Pin Count 18 programmable,
- Transmit power up to 8 dBm, [2]
- Cost 17.92 EUR

4 DESCRIPTION OF USED OLED DISPLAY

The OLED display used in this application is manufactured by company Tincircuits. The display has a resolution of 96x64 pixels and the color depth is 16 bits. Thus, it allows to create all kinds of user interfaces which is required in this application. During development, a certain problem has been found in the application of the display. The accessory, where it is used, is very close to a person eye so the data displayed are not sufficiently readable by the user. For that reason, special optical eyepiece had to be assembled using custom made optics just for this application. The housing of the eyepiece has been modelled using Solid Works modelling software and was printed on a 3D printer so the casing would fit precisely the geometry of the accessory. The display is then stored in this housing which also ensures that it remains without any risk of damaging it. The OLED display is shown in figure 4.

The display has an on board integrated microcontroller, energy management and battery charging circuitry so it can be used as a stand-alone unit. The connection between the wireless module boards and the display is realized using simple UART interface. [1]



Figure 4: OLED Display „Tinyscreen“ manufactured by Tinycircuits [1]

The display has following technical parameters:

- CPU Atmel SAMD21 ARM,
- Resolution 96x64,
- Pins 20,
- Color depth 16 bits,
- Supply voltage 2.7V – 5.5V,
- Dimensions 25.8mm x 25.0mm, [1]
- Cost 39.95 USD.

5 CONCLUSION

This paper deals with an implementation of a very small OLED display into user accessory. Preliminary prototype has been built and the solution tested in its preliminary stage. The prototype consists of two PCBs, a housing realized on a 3D printer fitted with custom-made optics and the mentioned OLED display. Next iteration of the development process is going to follow in coming months. The display has been interconnected with previously designed PCBs which are populated by BL600/620 wireless modules with Bluetooth Low Energy capability. So far it is possible to display various shapes and animations on the display which are controlled from the remote master module. The field tests, where the module is going to receive the data directly from the machine is going to be performed in the following months as well.

REFERENCES

- [1] TinyScreen+ (Processor, OLED & USB in one). *Tinycircuits.com* [online]. Akron, Ohio: Tinycircuits, 2017 [cit. 2017-03-12]. Available at: <https://tinycircuits.com/collections/all/products/tinyscreenplus>
- [2] Datasheet BT900-SA-0x, BT900-SC-0x. *Lairdtech.com* [online]. London: Lairdtech, 2017 [cit. 2017-03-12]. Available at [https://assets.lairdtech.com/home/brandworld/files/Datasheet%20\(HIG\)%20-%20BT900%20Series.pdf](https://assets.lairdtech.com/home/brandworld/files/Datasheet%20(HIG)%20-%20BT900%20Series.pdf)
- [3] Datasheet Single Mode Bluetooth Low Energy (BLE) Module. *Lairdtech.com* [online]. London: Lairdtech, 2017 [cit. 2017-03-12]. Available at: <https://assets.lairdtech.com/home/brandworld/files/Datasheet%20-%20BL600.pdf>

GEL POLYMER ELECTROLYTES BASED ON MMA WITH IONIC LIQUIDS

Michal Jahn

Doctoral Degree Programme (3), FEEC BUT

E-mail: xjahnm00@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Marie Sedlářiková

E-mail: sedlara@feec.vutbr.cz

Abstract: Gel polymer electrolytes are perspective electrolytes for new types of Li-ion batteries today. The properties respectively advantages of these gels can be used also in other fields of electrochemistry. Very promising combination can be electrochemically stable polymers and ionic liquids, which are substances that consist of an organic cation and an inorganic or organic anion, with a melting point below 100 °C. Main advantages of ionic liquids are high ionic conductivity, inflammability and excellent electrochemical stability. These ionic liquids may be suitable for new lithium-ion batteries and supercapacitors, especially where the required higher thermal stability. In this paper, I will present fundamental characteristics of gel polymer electrolytes with ionic liquids.

Keywords: Gel, polymer, electrolytes, batteries, cell, methyl methacrylate, UV light, conductivity, ionic liquids, potential window.

1 INTRODUCTION

Gel polymer electrolyte materials separate anode and cathode and play the significant role of transmitting lithium ions during charging and discharging processes. Also, electrolyte is one of the key components that define the battery's performance: charging/discharging capacity, safety, cycling performance, and current density. The main advantages these electrolytes are the elimination leakage of electrolyte, better resistance to vibration and mechanical damage, or better resistance to volume changes of the electrodes. Another advantage is the adhesion of the gel to the electrode surface, this effect reduces the formation of aggregates on the surface and thus provides protection against internal short circuit and reduction capacity. Advanced gel polymer electrolytes having the same ionic conductivity as liquid electrolytes [3,5,7,8]. Subsequent research has focused on improving electrical, electrochemical and mechanical properties of these electrolytes by adding ionic liquids [6,8].

Ionic liquids are composed of an organic cation and an inorganic or organic anion. The characteristic melting point is lower than 100 °C. Some ionic liquids are liquid even at room temperature. Among the advantages, we can mention zero vapor pressure, high thermal stability, low toxicity, non-flammability, a broad temperature range at which the liquid and unique solvation properties. The ionic liquids can be used as a substitute for volatile organic solvents and a suitable environment for the preparation of chemical reactions. Compounds which would have ionic character and when the low melting point are salts in which there is no coordination between the cation and anion [6,8].

2 CHEMICAL COMPOSITION AND PREPARATION

The gel polymer electrolyte is composed of a conductive component and the polymer component. This conductive part forms a salt LiPF_6 and a solvent EC/DEC (1:1 weight). The polymeric part forms methyl methacrylate as a monomer, benzoin ethyl ether as a polymerization initiator (UV light) and ethylene glycol dimethacrylate as a networking agent [3,5]. The molar proportion of monomer to the conductive component (0,5 mol/l LiPF_6 in EC/DEC) is 20 mol%. The molar proportion of

polymerization initiator and networking agent to the monomer is for the polymerization initiator 1,0 mol% and for the networking agent 3,5 mol%. Ionic liquids are added to improve chemical, electrochemical and mechanical properties of the gel polymer electrolytes. Specific ionic conductivity of the gel polymer electrolyte without ionic liquid is 3,06 mS/cm. Selected ionic liquids, which are used in the experimental section [2,4]:

- 1-Ethyl-3-methylimidazolium bis(trifluoromethylsulfonyl)imide - EMIM TFSI,
- 1-Ethyl-3-methylimidazolium tetrafluoroborate - EMIM BF₄,
- 1-Ethyl-3-methylimidazolium hexafluorophosphate - EMIM PF₆,
- 1-Ethyl-3-methylimidazolium dicyanamide - EMIM DCA.

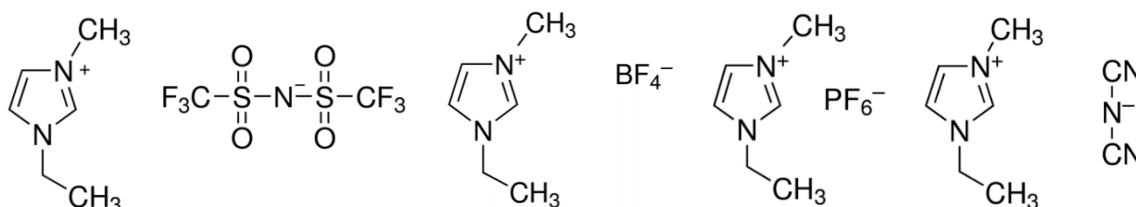


Figure 1: The structural formula of EMIM TFSI, EMIM BF₄, EMIM PF₆ and EMIM DCA (from left to right) [2,4]

Table 1 shows the basic characterization of the individual ionic liquids.

Ionic liquid	Molecular weight [g/mol]	Density [g/cm ³]	Melting point [°C]	Flash point [°C]
EMIM TFSI	391,31	1,53	-15	> 200
EMIM BF ₄	197,97	1,29	15	> 350
EMIM PF ₆	256,13	1,35	58-62	-----
EMIM DCA	177,21	1,11	-21	-----

Table 1: Characteristic properties of selected ionic liquids [2,4]

Sample resp. gel polymer electrolyte is disc with a diameter 16 mm and thickness 0,9 mm, which is cut out from the total area of formed (polymerized) gel. All handling of the gel is performed in a glove box with argon atmosphere. All chemicals are mixed in a vial with a magnetic stirrer in glove box. The time required for complete dissolution of all chemicals is about 20 minutes and time of polymerization in UV chamber is 1 hour. Samples are measured in metallic E1-Cells using the potentiostat Bio-Logic (potentiostatic impedance and linear sweep voltammetry) [1].

The Potentiostatic Impedance (PEIS) experiment performs impedance measurements into potentiostatic mode by applying a sinus around a potential E that can be set to a fixed value or relatively to the cell equilibrium potential [1].

Linear sweep voltammetry (LSV) is one half of one cycle of cyclic voltammetry. Cyclic Voltammetry (CV) is the most widely used technique for acquiring qualitative information about electrochemical reactions. CV provides information on redox processes, heterogenous electron-transfer reactions and adsorption processes. It offers a rapid location of redox potential of the electro active species. Plot of current to voltage is called polarization curve or potential window [1].

3 EXPERIMENTAL RESULTS

In the experimental part were measured four series of samples with different ionic liquids. Volume amounts of the ionic liquid is related to the volume of the conductive component (salt + solvent). Conductive component is one hundred percent. The total amount of conductive component and the ionic liquid is one hundred percent of the volume conductive component plus the volume of ionic liquid (percent). Measurement range of potentiostatic impedance is from 1 MHz to 0,1 Hz, steps per

decade is 6 and amplitude sinusoidal signal is 10 mV. The measured results shown in Table 2 and Figure 2. Measurement range of linear sweep voltammetry is from 0,1 V to 5,1 V and sweep speed 0,5 mV/s. The measured results shown in Table 3 and Figures 3, 4, 5.

Conductivity												
EMIM TFSI												
V_{IL} [%]	1	5	10	25	50	75	90	100	125	150	175	200
γ [mS/cm]	3,32	9,08	11,7	7,02	8,89	5,75	7,57	6,27	4,90	6,87	7,75	6,40
EMIM BF ₄												
V_{IL} [%]	1	2,5	5	10	15	20	25	30				
γ [mS/cm]	1,86	2,08	8,79	5,87	20,36	6,06	8,02	0,62				
EMIM PF ₆												
V_{IL} [%]	1	1,5	2,5	3,5	5	7,5	10	15				
γ [mS/cm]	3,35	4,75	7,59	4,38	3,93	1,99	2,61	1,87				
EMIM DCA												
V_{IL} [%]	2,5	5	10	15	20	25	30					
γ [mS/cm]	3,10	5,70	2,71	31,3	4,05	6,67	3,60					

Table 2: Conductivity of gel polymer electrolytes with ionic liquids

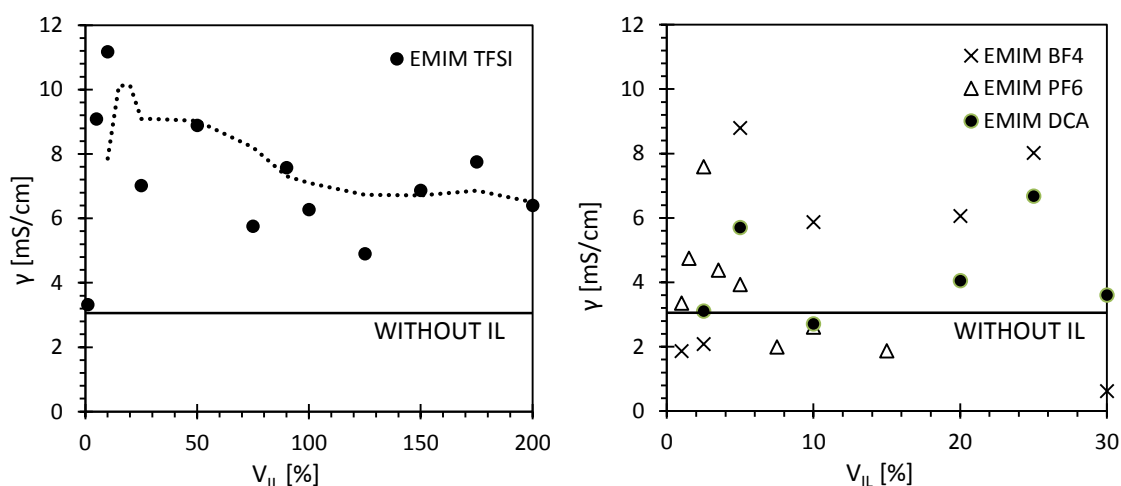


Figure 2: Graphs of conductivity for EMIM TFSI and EMIM BF₄ / PF₆ / DCA

Potential window												
EMIM TFSI												
V_{IL} [%]	1	5	10	25	50	75	90	100	125	150	175	200
5 μ A [V]	2,84	4,39	4,22	3,13	4,72	2,56	4,48	2,97	2,82	5,03	-	4,73
10 μ A [V]	4,69	4,60	4,48	3,49	-	2,95	4,97	3,28	3,25	-	-	-
EMIM BF ₄												
V_{IL} [%]	1	2,5	5	10	15	20	25	30				
5 μ A [V]	3,20	3,89	3,99	2,93	1,54	3,87	-	2,71				
10 μ A [V]	4,28	-	4,39	3,69	3,91	4,62	0,2	3,09				
EMIM PF ₆												
V_{IL} [%]	1	1,5	2,5	3,5	5	7,5	10	15				
5 μ A [V]	4,89	4,58	-	-	0,92	5,07	-	-				
10 μ A [V]	-	-	-	-	1,73	-	-	-				
EMIM DCA												
V_{IL} [%]	2,5	5	10	15	20	25	30					
5 μ A [V]	3,93	-	4,00	-	3,76	4,18	3,13					
10 μ A [V]	4,41	-	-	-	-	-	-					

Table 3: Potential windows of gel polymer electrolytes with ionic liquids

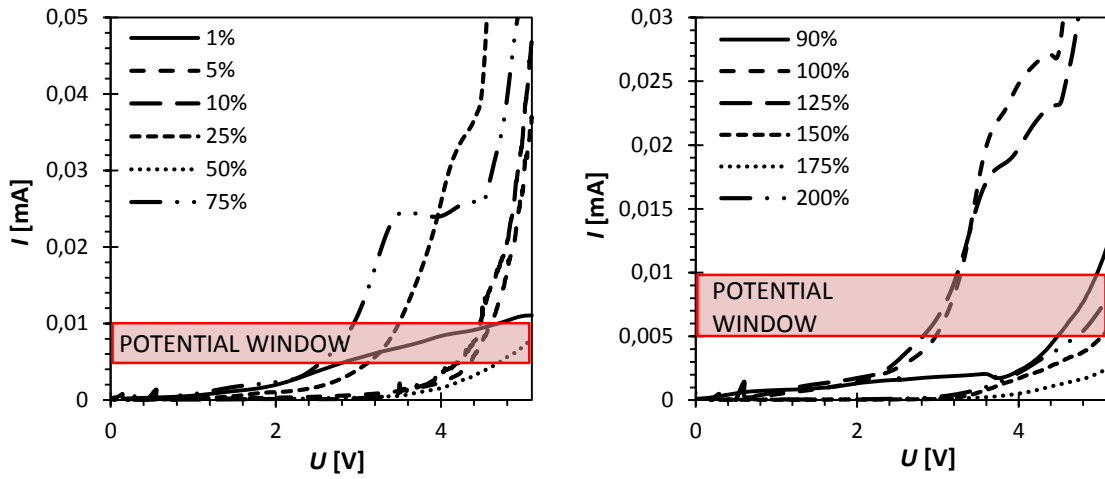


Figure 3: Potential windows for EMIM TFSI

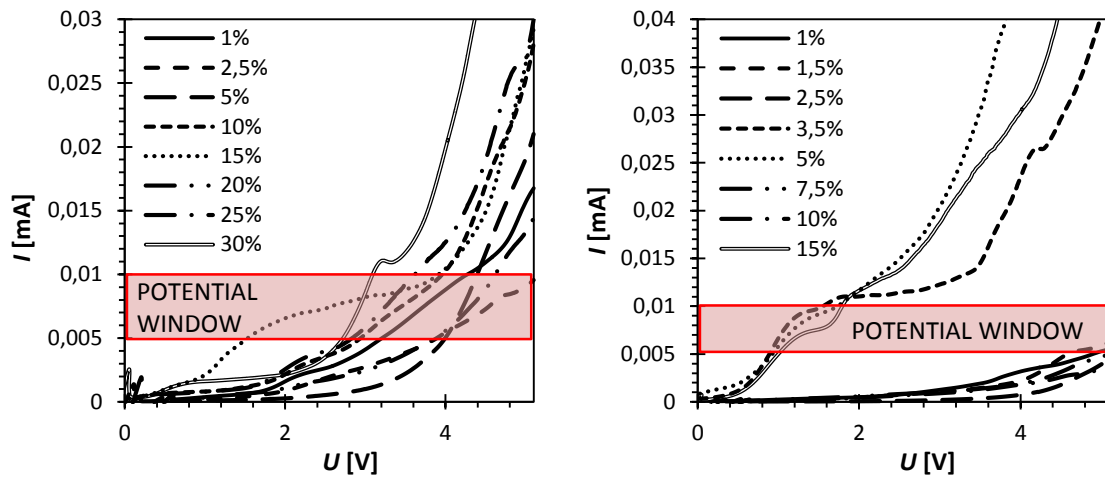


Figure 4: Potential windows for EMIM BF₄ and EMIM PF₆

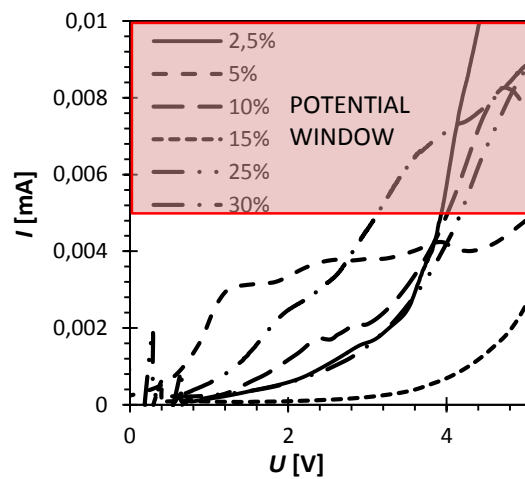


Figure 5: Potential window for EMIM DCA

4 CONCLUSION

These experimental measurements served as the initial studies on the gel polymer electrolytes with ionic liquids. From the measured values of gel polymer electrolytes is evident that the ionic liquid improves conductivity and electrochemical stability if the concentration of ionic liquid is not too high. On contrary, large quantities of ionic liquid conversely decrease the conductivity. It seems best to range from 1% to 25%, where the conductivity is comparable to the commercially used liquid electrolytes. The best properties for use in gel polymer electrolytes have ionic liquid - EMIM TFSI. Further research will be focused on the thermal properties using thermal analyzes – TGA (thermo-gravimetries), DTA (differential thermal analysis) and EGA (analysis of evolved gases). Also, the research will be focused on the various combinations of lithium salts (LiCl_4 , LiBF_4 , LiPF_6) and sodium salts (NaClO_4 , NaBF_4 , NaPF_6) with next solvents (propylene carbonate, dimethyl carbonate and dimethylformamide). The main goal is higher ionic conductivity (>25 mS/cm) with good electrochemical stability and to validate the use of Li-ion cells.

ACKNOWLEDGMENTS

This work was supported by the grant FEKT-S-17-4595 "Materiály a technologie pro elektrotechniku III" and Centre for Research and Utilization of Renewable Energy under project No. LO1210 - "Energy for Sustainable Development (EN-PUR)".

REFERENCES

- [1] BIOLOGIC SCIENCE INSTRUMENTS. *EC-Lab Software Techniques and Applications*. 10.1x. Bio-Logic SAS, 1, rue de l'Europe, F-38640 Claix, France, 2011. Available form: www.bio-logic.info
- [2] *Chemical Book* [online]. Chemicalbook, 2016 [cit. 2017-03-05]. Dostupné z: <http://www.chemicalbook.com/>
- [3] KREJZA, Ondřej. *Gel polymer electrolytes for electrochromic device*. Brno, 2009. Dizertační práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií. Vedoucí práce Prof. Ing. Jiří Vondrák, DrSc.
- [4] *SIGMA-ALDRICH: A part of Merck* [online]. 2017 [cit. 2017-03-05]. Dostupné z: <http://www.sigmaaldrich.com/czech-republic.html>
- [5] SEDLAŘÍKOVÁ, Marie. *Polymerní gelové elektrolyty a jejich využití v elektrotechnice*. Brno, 2003. Habilitační práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií.
- [6] STENGER-SMITH, John D. a A. IRVIN. *Ionic Liquids for Energy Storage Applications* [online]. Texas State University, 2009 [cit. 2017-03-05]. Dostupné z: <http://www.sigmaaldrich.com/technical-documents/articles/material-matters/ionic-liquids-for.html>
- [7] 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
- [8] ZHANG, Ruisi. *Advanced gel polymer electrolyte for lithium-ion polymer batteries*. Iowa, 2013. Graduate theses and Dissertations. Iowa State University. Vedoucí práce Professor Reza Montazami.

INFLUENCE BOUNDARY LAYER IN THE DIFFERENTIALLY PUMPED CHAMBER

Michal Bílek, Pavla Hlavatá

Doctoral Degree Programme (2), FEEC BUT

E-mail: xbilek07@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Jiří Maxa

E-mail: maxa@feec.vutbr.cz

Abstract: The goal of this thesis is the analysis of a gas flowing through the drain channels within the apertures of differentially pumped chamber of the Environmental Scanning Electron Microscope (ESEM). This thesis contains a verification of current simulation results of gas flow within the differentially pumped chamber published by D. Danilatos using Monte Carlo method in comparison with simulation results achieved by using simulation program ANSYS Fluent, which uses the mechanism of continuum for its calculations and where it was effect of the boundary layer taken into account.

Keywords: ANYSY Fluent, Environmental Scanning Electron Microscope, ESEM, Monte Carlo, Boundary layer, Wall Functions

1 INTRODUCTION

This article is based on a study and published Dr. Danilatos [1], which solved pumping differentially pumped chamber in the Environmental Scanning Electron Microscope (ESEM) using statistical Monte Carlo methods.

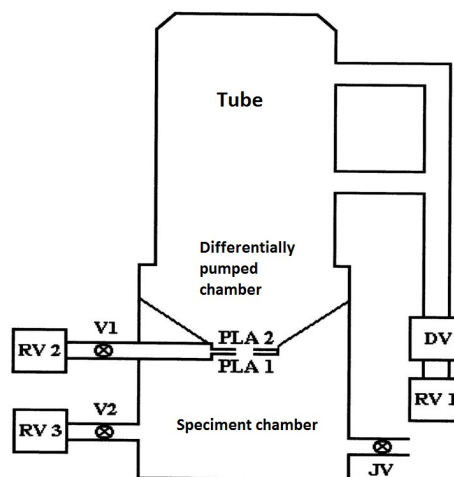


Figure 1: Scheme differentially pumped chamber

On the basis of this article was prepared a comparative study where were obtained comparable results of Monte Carlo method [2] and continuum mechanics of the Ansys Fluent program. In this article will be discuss the influence of the boundary layer. From the results published by Dr Danilatos it is evident that the density of computation mesh did not solve with the issue of the boundary layer Fig.2.

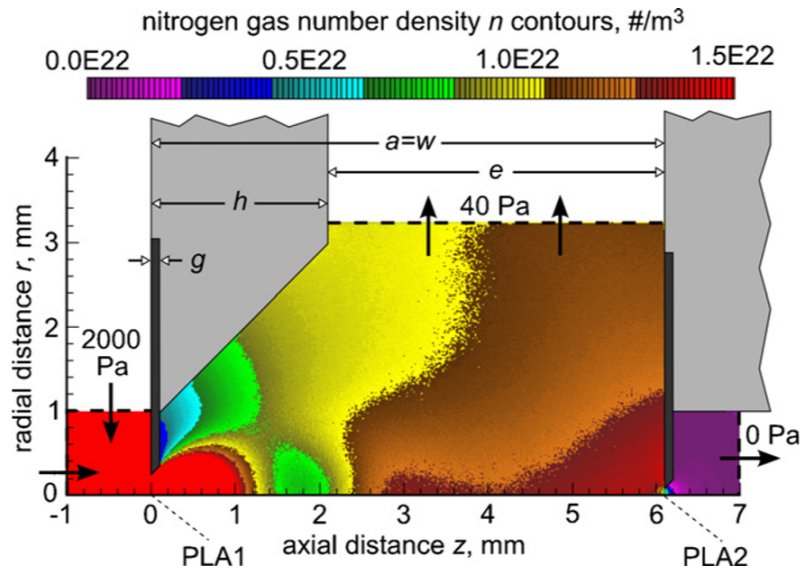


Figure 2: Results published Dr. Danilatos - Distribution of Normalized Number Density [1]

The graphical representation of the distribution of density-normalized number is apparent that the color scale shows a vertical transitions between color scale, which at Boundary layers is unlikely [4].

2 BOUNDARY LAYER

The boundary layer is formed near the wall. The reason for create a fine mesh on the surface of the boundary layer is the law which says the velocity of the fluid is zero. This velocity is non-linear increased with longer distance from the surface. Area cross gradient velocity is the boundary layer Fig.3.

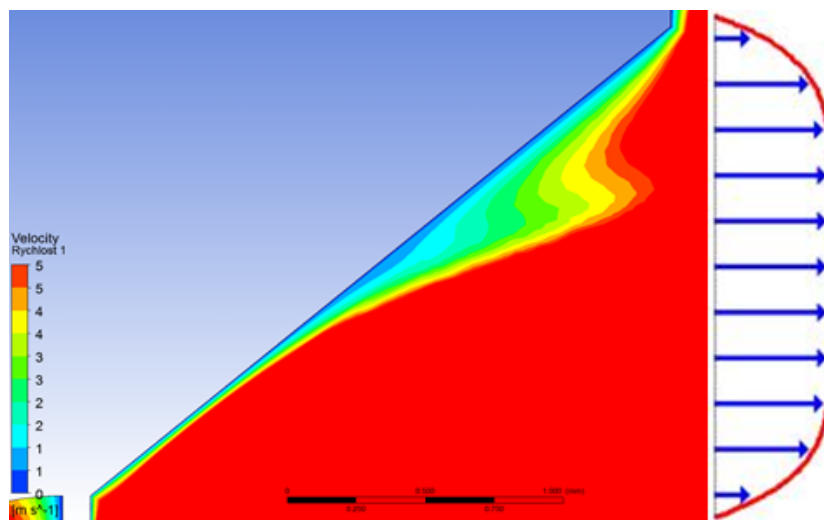


Figure 3: Velocity distribution

If flowing fluid contains a turbulent flow, there was developed appreciably whirls and fluid is mixed. Speed (i.e. both the magnitude and direction) of individual particles with flowing fluid varies irregu-

larly and the fluid is no longer stationary. Velocity profile is no longer stationary as in the laminar flow but speed almost in the whole inner part of the tube is approximately constant. With the exception of a thin layer near the wall in which steeply increases the size of speed depending on distance from the tube wall [3].

3 PROBLEMATICS y^+

For a good description of the behavior of the flow in the boundary layer using system CFD is necessary use either solution using wall functions or creating precise computational mesh. The correctness of the solution is possible to evaluate by the value of y^+

During implementation, some of the wall function is necessary have function value y^+ in range 30 until 300 for control calculations. In our case, boundary layer is solved by using refinement computational mesh to the wall without using a wall function. The value of y^+ must be 1 in this case.

With this method was calculated appropriate size of the first cell, before the creation of the computational mesh.

For the value of y^+ apply the formula:

$$y^+ = \frac{\rho v_\tau y}{\mu} \quad (1)$$

From this relation we obtain the formula for calculating the size of the first element in the boundary layer:

$$y = \frac{y^+ \mu}{v_\tau \rho} = 2.2e^{-07} \quad (2)$$

Where v_τ :

$$v_\tau = \sqrt{\frac{\tau_w}{\rho}} = 30.8 \left[\frac{m}{s} \right] \quad (3)$$

The wall shear stress can be found from the skin friction coefficient C_f

$$\tau_w = \frac{1}{2} C_f \rho v_m^2 = 1189.9 [Pa] \quad (4)$$

It follows that the velocity the middle gas stream in pumped chamber $v_m = 650 \text{ m/s}$.

A literature search suggest a formula for internal flows, with Reynolds number based on the pipe diameter is $C_f = 0.079 R_e^{-0.25}$.

Reynolds numbers for the case involves the relationship:

$$R_e = \frac{\rho v_s D}{\mu} = 94476.7 \quad (5)$$

Where:

Density for Nitrogen $\rho = 1.25 \text{ [kg/m}^3\text{]}$

Dynamic viscosity $\mu = 1.72e^{-05} \text{ [kg/ms]}$

Hydraulic Diameter $D = 4 \text{ [mm]}$

Medium Velocity $v_s = 325 \text{ [m/s]}$

4 MESH

According to the previous relationships, in our case at the speed middle stream is based on the size of the first element to the wall 0.0084 mm . The boundary layer was modeled in 12 of layers with the choice of Grown rate 1.2 thus enlarging each additional layer of 20% Fig.4.

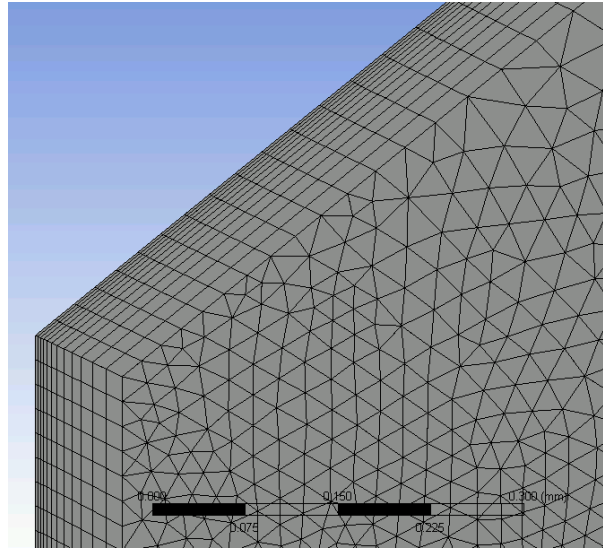


Figure 4: Mesh with a detail at the boundary layer

Total meshing differentially pumped chamber is shown in Figure 5. Verification results values of y^+ after calculation demonstrate the value to 1, therefore corresponding to the conditions for boundary layer.

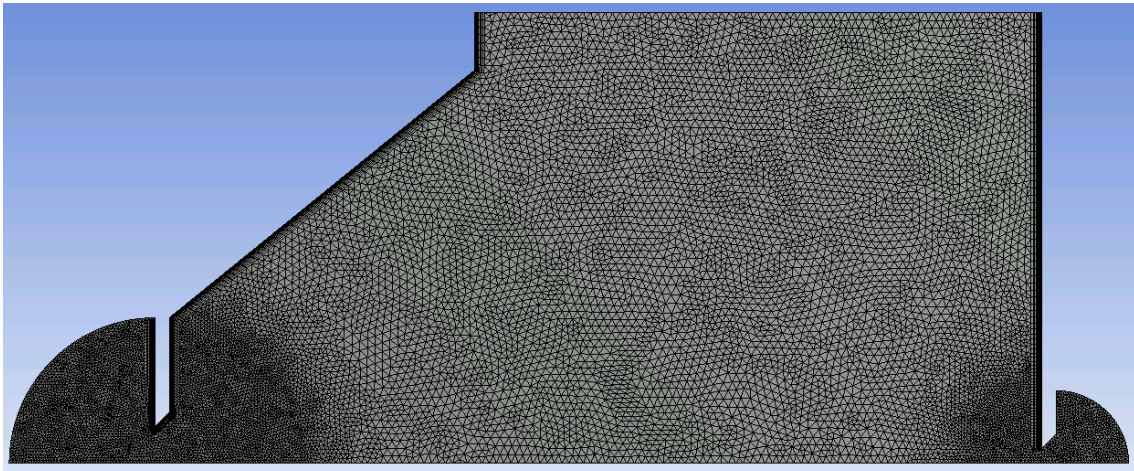


Figure 5: Total meshing differentially pumped chambers

5 RESULTS

In case that modeled boundary layer really leads to produce significantly different results. Figure 6 shows deceleration on the wall of the differentially pumped chamber in relation compared to the

results on Figure 2 where is not braked. This has the effect influencing results also in the free stream, but primarily for intended measuring the pressure on the surface of the experimental chamber.

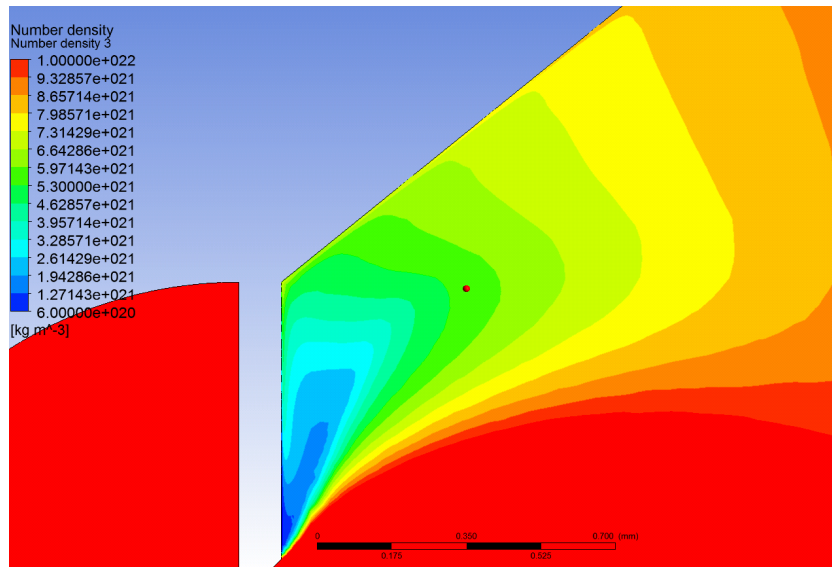


Figure 6: Deceleration on the wall of the differentially pumped chamber

6 CONCLUSIONS

There was done analysis of the effect neglecting the calculation of the boundary layer. An analysis was made of the gas flow in the differentially pumped chamber with modeled boundary layer and evaluating the values of y^+ . The results confirmed the need for modeling appropriate mesh to evaluate the boundary layer which has an impact on the results in a free stream but mainly are key upcoming experiment.

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-17-4595).

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] BÍLEK, M.; HLAVATÁ, P.; MAXA, J. *Comparison of Results obtained using Monte Carlo and ANSYS Fluent in Analysis Differentially Pumped Chamber*. In Proceedings of the 22 Conference STUDENT EEICT 2016. 2016. s. 600-604. ISBN: 978-80-214-5350- 0.
- [3] URUBA, Václav. *Turbulence. 2.*, revised edition In prague: Czech Technical University in Prague, 2014. ISBN 978-80-01-05600-4.
- [4] NEDĚLA, V., KONVALINA, I., LENCOVÁ, B. and ZLÁMAL, J. *Comparison of calculated, simulated and measured signal amplification in variable pressure SEM*. Nuclear Instruments and Methods in Physics Research Section A, 2011, vol. 645, no. 1, p. 79-83.

THE IMAGING OF A SHOCK WAVE WITHIN A SUPERSONIC LOW-PRESSURE GAS FLOW USING OPTICAL METHODS

Robert Bayer

Doctoral Degree Programme (2), FEEC BUT

E-mail: xbayer02@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Jiri Maxa

E-mail: maxa@feec.vutbr.cz

Abstract: Using Environmental Scanning Electron Microscope (ESEM), which uses high gas pressure within the specimen chamber instead of vacuum, allows us to study samples containing water, samples with high capacity and live biological samples. It is because of the lack of the need to freeze the sample to sublimate the water from it. However, the behavior of the pumped gas in low pressures is not well mapped to be the low-pressure gas flow simulations considered adequately precise for applying on ESEM. To increase the precision of simulations, it is possible to use optical methods for imaging the shock wave within the differentially pumped chamber because of its uniqueness.

Keywords: ANSYS Fluent, Electron microscopy, Environmental scanning electron microscope, ESEM, Optical methods, Shadowgraph, Schlieren method, Shock wave, SolidWorks

1 INTRODUCTION

Not only because of high gas pressure difference between its tube (1 mPa – 1nPa) and specimen chamber (up to 3 kPa) that can be achieved, but also because of its ability to compensate the charging of the specimen, the Environmental scanning electron microscope is the most suitable for studying many kinds of samples we were not able to study before, such as biological samples, samples containing liquid water, dielectric samples with high capacity and even chemical reaction [1].

To be able to achieve and maintain such high gas pressure difference there is a built-in differentially pumped chamber between the tube and the specimen chamber. This chamber or more precisely the gas flow running through it was a subject of many simulations and experiments aiming to precisely describe the behavior of supersonic low-pressure gas flow which could help to make the microscope more accurate and to get more insight into simulations of stochastic effects.

One of possible ways to gain insight into the behavior of this gas flow is by using optical methods to get an image of a shock wave which forms on a boundary between supersonic and subsonic flow and which is the most specific area of every single supersonic gas flow.

2 OPTICAL METHODS

There are three methods that can be used to display the shock wave formed within the chamber, the Shadowgraph, the Schlieren method and Mach-Zehnder interferometer. These methods are based on the refractive index change caused by the density change of the fluid, which affects the refraction angle of the light beam that goes through the fluid. This principle can be described with Clausius-Mosotti equation:

$$n - 1 = K\rho \quad (1)$$

where n is the refractive index, ρ is the density of fluid and K is the Gladstone-Dale constant (refractivity) of the fluid [3]. The principle of these methods can be seen of Figure 3.

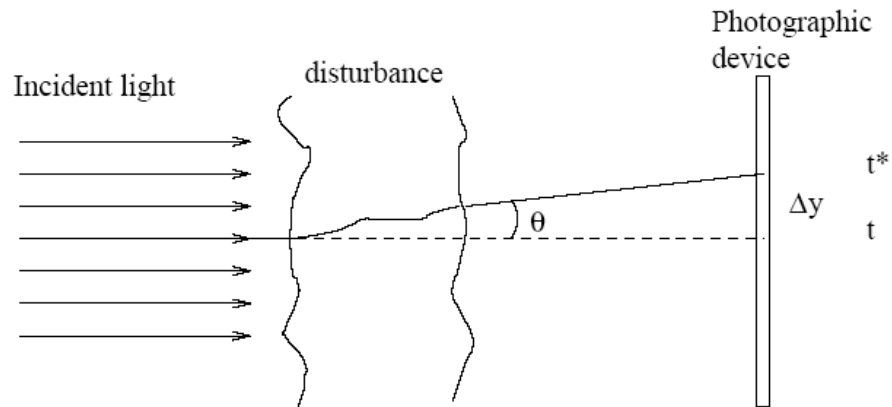


Figure 1: Fundamental scheme of optical methods

2.1 SHADOWGRAPH

Shadowgraph is the fundamentally simplest of the three optical methods that can be used to determine the density change within a fluids' flow. It is qualitative method which gives the second derivation of density (the speed of density change) as a result image on a photographic device. The principle of the Shadowgraph can be seen on Figure 4.

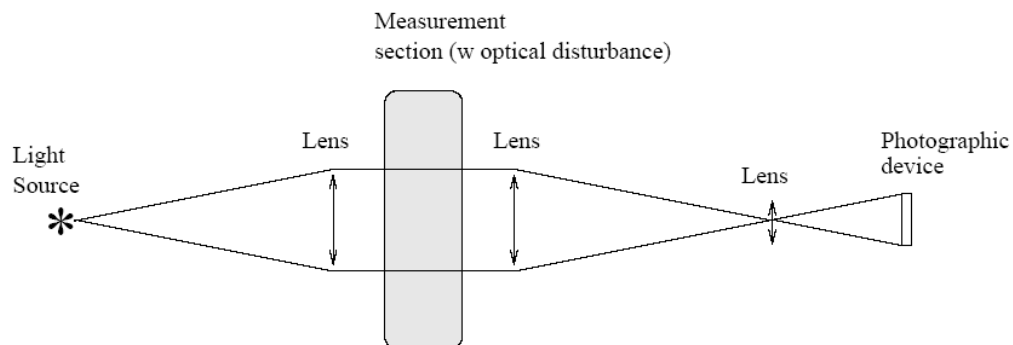


Figure 2: The scheme of the Shadowgraph

2.2 SCHLIEREN METHOD

Schlieren method is also qualitative method and it is very similar to the Shadowgraph, except there is an optical knife in the focal point of the beam, which removes the diffraction of the beam downwards (dark areas) and keeps the diffraction upwards (light areas) unchanged, thus instead of the second derivation it gives the first derivation (the gradient) of the density of the fluid as a result. The principle of this method can be seen on Figure 5.

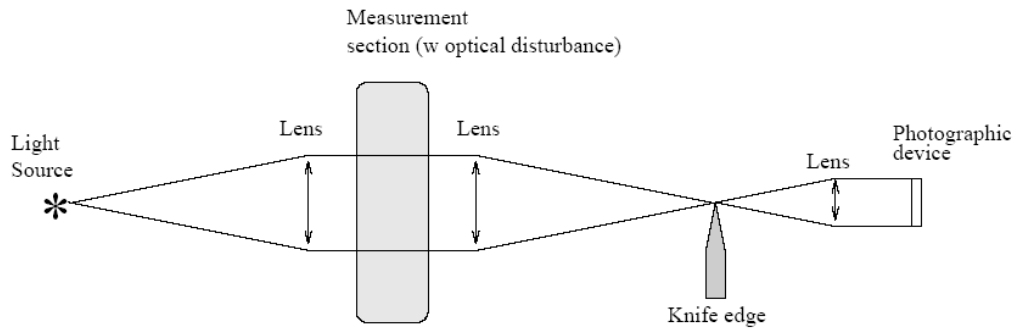


Figure 3: The scheme of the Schlieren method

2.3 MACH-ZEHNDER INTERFEROMETER

This method is the most complex of the three optical methods described. Unlike the two previous methods, it is a quantitative method and it gives directly the density of the fluid as a result. Using Mach-Zehnder interferometer requires the use of two chambers that will be compared. One chamber through which the fluid will flow and the second one which will serve as a compensating chamber containing the same fluid with comparable static pressure to the one within the first chamber. The principle of the interferometric method can be seen on Figure 6.

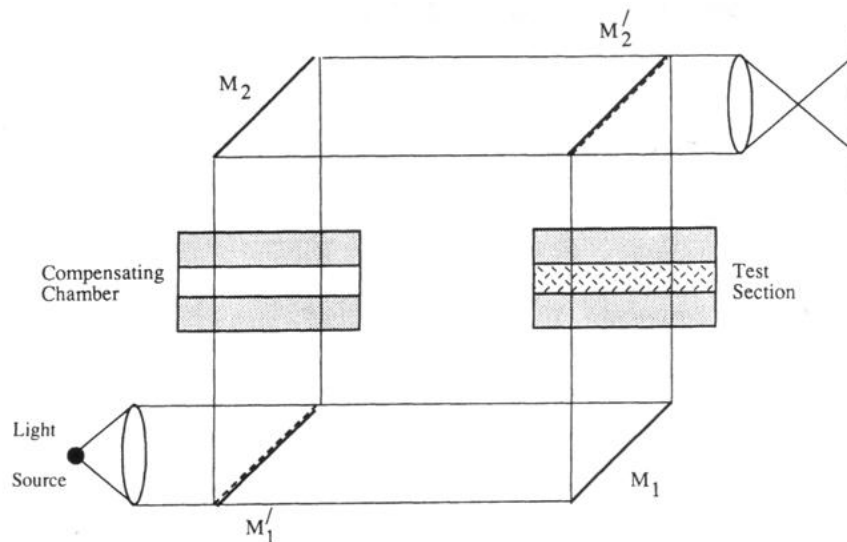


Figure 4: Mach-Zehnder interferometer

3 SIMULATION MODEL

To be able to create a clearly visible supersonic shock wave in such small area like the differentially pumped chamber and which can also be displayed using optical methods, we needed to modify the chambers' construction.

As a base construction of the differentially pumped chamber for further modifications we used a simplified model G. D. Danilatos used for calculations with Monte Carlo method and that you can see on Figure 1.

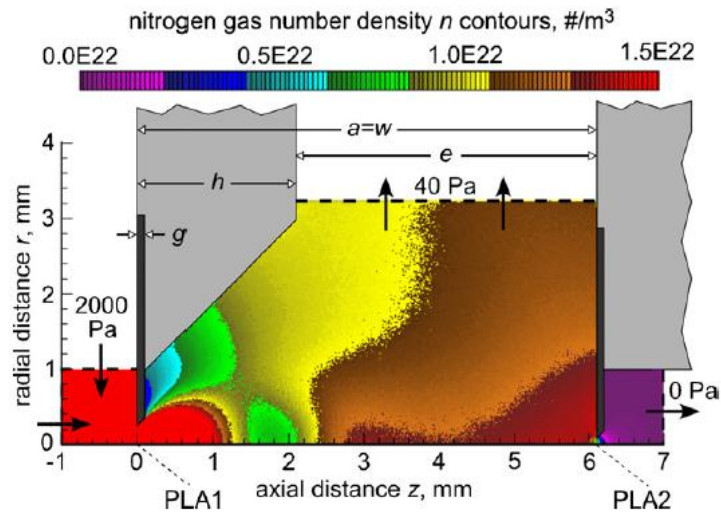


Figure 5: Sectional view of simplified differentially pumped chamber from G. D. Danilatos [2]

In this version of differentially pumped chamber the shock wave forms blurred (the green area on X axis 1,8 mm right of PLA1). We modified the inner shape of the chamber, as shown on Figure 2, to intensify the shock wave and its shape and to be able to display it using optical methods.

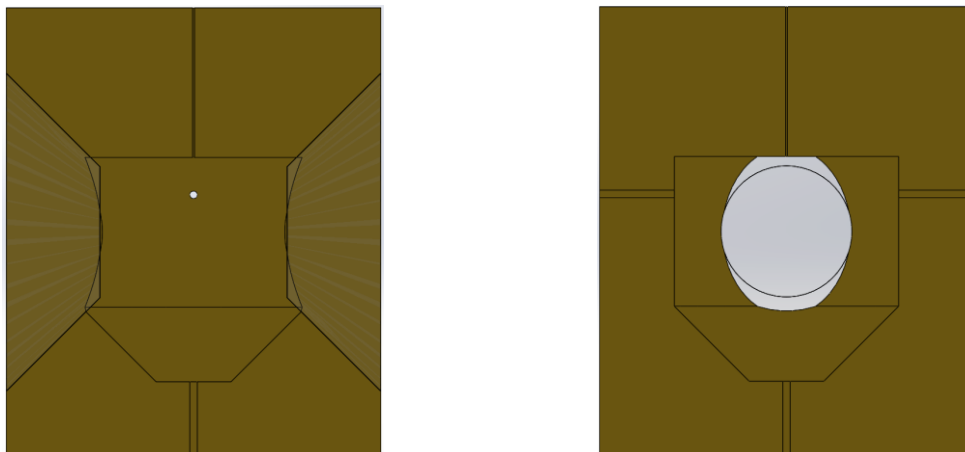


Figure 6: Sectional view of modified chamber with glass apertures

4 CONCLUSION

Contribution of this work to the current progress in mapping a behavior of a low-pressure fluid flow is in the use of supersonic flow and in the mapping of the shock wave formed within it. Currently this work is in the stage of checking the simulation results so the shock wave is properly formed and displayable using the optical methods. Next step will be the manufacturing of the chamber based on the 3D model used in the simulations. Then we will apply the optical methods on the manufactured chamber followed by the finish tuning of the mathematical model and simulation settings so the next simulations of low pressure supersonic fluid flows can be more accurate.

ACKNOWLEDGEMENT

This article was created with the help of an internal grant FEKT-S-17-4595 „Materials and technology for electrical engineering III“.

REFERENCES

- [1] Neděla V., Atrata R. Environmental scanning electron microscopy. *Československý časopis pro fyziku*, 2005, vol. 2005, no. 3, p. 251 (p.)ISSN: 0009-0700.
- [2] BÍLEK, M.; HLAVATÁ, P.; MAXA, J. Comparison of Results obtained using Monte Carlo and ANSYS Fluent in Analysis Differentially Pumped Chamber. In *Proceedings of the 22 Conference STUDENT EEICT 2016*. 2016. p. 600-604. ISBN: 978-80-214-5350- 0.
- [3] SMITS, A.J. a T.T. LIM. *Flow Visualization: Techniques and Examples: Techniques and Examples*. Imperial College Press, 2012. ISBN 9781908977182. Dostupné také z: <https://books.google.cz/books?id=tM-6CgAAQBAJ>

MODIFICATION OF THE PRODUCTION OF POSITIVE ELECTRODES FOR LITHIUM-SULFUR BATTERIES

Kamil Jaššo

Doctoral Degree Programme (1), FEEC BUT

E-mail: xjasso00@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Marie Sedlaříková

E-mail: sedlara@feec.vutbr.cz

Abstract: The rapid development of electrical wearable devices and electric cars is forcing battery industry into developing more efficient and economic energy storage systems. One of the attractive candidates among these systems are Li-S batteries. These next-generation high-energy rechargeable batteries are promising mainly thanks to their high theoretical energy density and low cost. However, the safety concerns of lithium anode, insulating properties of sulfur and rapid drop of capacity during cycling due to dissolution of polysulfides are key limitations of practical use. A cell composed of metal lithium anode and carbon doped sulfur cathode in environment of *LiTFSI:LiNO₃ DME:DOL electrolyte can be considered a basic lithium-sulfur cell. This type of lithium-sulfur cell is used in many scientific publications. This paper discusses the production of positive electrodes for lithium-sulfur cells and modifications of their production.

Keywords: Battery, Accumulator, Compaction pressure, Li-S, Lithium, Sulfur, Cathode, Modification, Production, Galvanostatic cycling, GCPL

1 INTRODUCTION

Currently, Li-ion batteries are used in a significant number of portable electronic devices. Their advantage over the older type of batteries (namely Ni-Cd, Ni-MH and Pb batteries) is notably higher energy density and longer life. There are several types of commercially used lithium-ion batteries differing in used materials. Despite their considerable use in modern electronic devices, their specific capacity ceases to be insufficient mainly due to the development of electric vehicles.

One of the most important areas of research of lithium-ion batteries is researching of new high-capacity materials. The most promising materials include especially sulfur and oxygen as a positive electrode active materials. The results of this research are new types of batteries (Li-S and Li-air) with a much higher energy density than that achieved by conventional lithium-ion batteries. Their high energy density makes them particularly prospective for electric cars industry.

However, lithium-sulfur battery technology does not come without problems. The main deficiency of this technology is rapid loss of capacity due to dissolution of polysulfides during life cycle of lithium-sulfur battery. Among others, the next problem is a large volume change of sulfur during charging and discharging of the accumulator. This volume change causes mechanical stress, which may result in poor electrical contact between carbon and sulfur and decomposition of positive electrode's material. Intensity of these negative phenomenons depends on positive electrode material composition and method of its production. One of the major parts of the lithium-sulfur positive electrode production is the compression of electrode. In this paper, will be discussed impact of the compression pressure used in production of the positive electrodes on electrochemical parameters of the lithium-sulfur cell.

*LiTFSI - Lithium bis(trifluoromethanesulfonyl)imide

LiNO₃ - Lithium nitrate

DME - 1,2-dimethoxyethane

DOL - 1,3-dioxolane

2 LITHIUM-SULFUR ACCUMULATOR

Unlike lithium-ion batteries, lithium-sulfur accumulators do not operate on the principle of intercalation process, but they work as a conversion type of batteries, which means that electrochemical reactions are involved in charging and discharging of the accumulator.

The negative electrode reaction:



The positive electrode reaction:



The overall reaction (\rightarrow discharging, \leftarrow charging):



The reactions described above (1-3) are simplified. In its most stable form, sulfur forms a molecular structure with a density of 2.07 g/cm^3 comprised of stacked eight atom rings (Li_2S density is 1.66 g/cm^3). During the discharge of the cell, the bonds are cleaved to open S_8 ring forming sulfur chain and lithium ions are accepted. After the formation of the polysulfide chain, further fragmentation occurs, leading to reduction of the chain length and creation of other polysulfides Li_2S_x . The actual overall redox reaction should be described as: [1][4]

The actual overall reaction (\rightarrow discharging, \leftarrow charging):



Sulfur as the active material of the positive electrode of lithium-sulfur batteries is particularly promising for its high theoretical capacity of 1672 mAh/g . From the economic perspective, sulfur is a low-cost and highly available material. These properties make it an attractive material for the positive electrodes.[1][2]

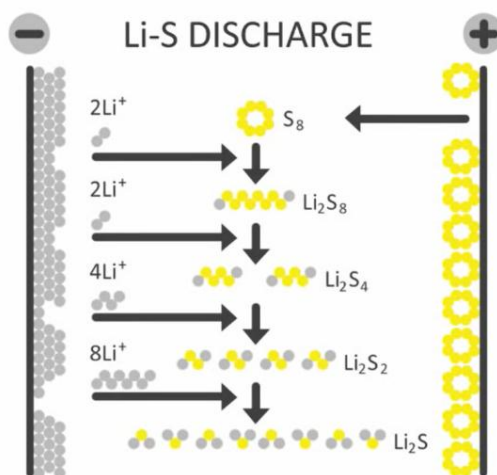


Figure 1: Electrochemical reactions occurring in a lithium-sulfur cell during its discharge. [5]

The electrochemical reactions occurring in lithium-sulfur batteries during life cycle are briefly shown in Figure 1. Li_2S forms during discharge by gradual transition from S_8 through polysulfides Li_2S_x ($2 \leq x \leq 8$) to Li_2S . Some of these intermediate products are soluble in the electrolyte and deposited on the surface of the lithium electrode, which results in a loss of active cathode material, the anode passivation and a rapid drop of capacity during cycling of the lithium-sulfur cell. Cycling of the lithium-sulfur cell causes also large volume differences due to different densities of S_8 and Li_2S .

Volume change of the material is circa 80% which causes high mechanical stress resulting in loss of electrical contact with conductive substrate or the current collector. [1][3][4]

3 EXPERIMENTAL TECHNIQUES

A range of techniques have been used to probe the operating mechanisms of Li-S cells, including electrochemical investigations and spectroscopic studies such as energy dispersive spectroscopy (EDS) in a SEM microscope. Methods such as cyclic voltammetry (CV), electrochemical impedance spectroscopy (EIS), open-circuit voltage (OCV) and galvanostatic cycling (GCPL) were used for electrochemical analysis.

4 EXPERIMENTAL

For the purpose of this experiment, several positive electrodes were made. Material composition of these positive electrodes is shown in Table 1.

Percentage	Material
60%	Sulfur $\geq 99.5\%$
30%	Super P Carbon Black
10%	PVDF

Table 1: Material composition of positive electrodes used in experiment

Selected samples of positive electrodes were analyzed under the scanning electron microscope to observe the surface structure and to validate their identity. Analysis of the elemental distribution on the surface of sample electrodes confirmed the consistency of their layout. The surface structure and elements layout of one of the electrode samples is shown in Figure 2.

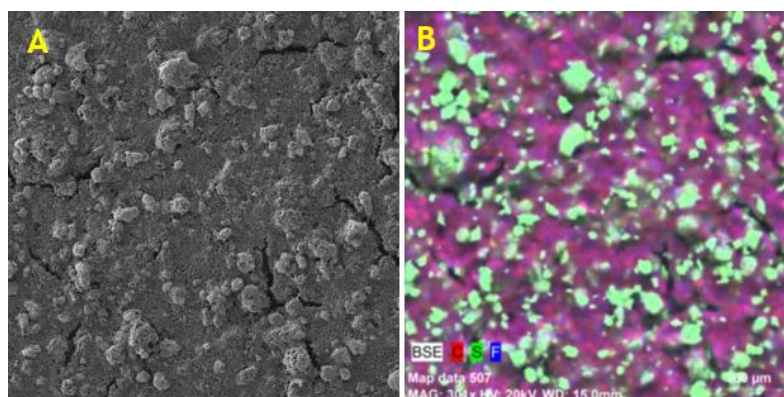


Figure 2: A) Surface structure (field of view 415 μm) and B) Elements layout (C, S, F) of the uncompressed electrode

Created positive electrodes were inserted in the standard electrochemical measuring cell (E1-Cell[®]). As a counter electrode, metallic lithium was used separated by a glass separator. Li-S cell was encapsulated in an environment of LiTFSI/LiNO₃ (DME:DOL = 1:1) electrolyte.

The assembled E1-Cell[®] was connected to the multi-channel potentiostat (Biologic VMP3) and measurements were carried out. First, OCV took place to determine the cell voltage. Next, electrochemical impedance spectroscopy was measured. Third, four cycles of cyclic voltammetry with 0.1 mV/s scanning rate and 1.8 – 3.0 V potential window were measured. Voltammograms of cyclic voltammetry were relatively stable, but with clearly visible capacity losses. All measured voltammograms were approximately the same as in the scientific literature. After cyclic voltammetry, two cycles of galvanostatic cycling were measured to determine the cell capacity. A potential window was set in the range of 1.8 – 2.8 V. Charge/discharge current was set to 0.1C provided that the active material

capacity is 1200 mAh/g. Capacity reached during the second cycle was used to determine charge/discharge current for the subsequent galvanostatic cycling. Finally, twenty cycles of galvanostatic cycling at 0.2C were measured followed by five cycles at 0.5C, 1C, 2C and again 1C, 0.5C and five cycles at 0.2C current. Figure 3 shows the measured results of galvanostatic cycling of samples of electrodes.

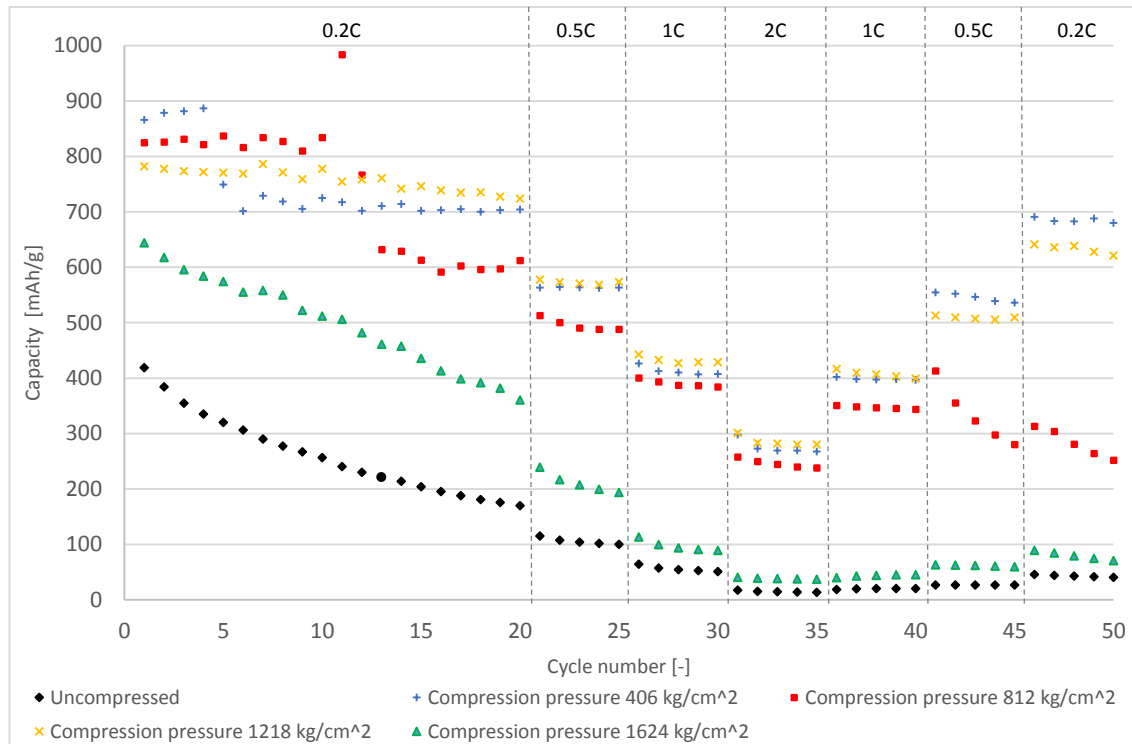


Figure 3: Comparison of galvanostatic cycling of the electrode samples.

5 RESULTS AND DISCUSSION

The comparison of galvanostatic cycling of the electrode samples (Figure 3) shows that:

- The uncompressed electrode reaches the lowest capacity
- The highest capacity in the first cycle of the galvanostatic cycling showed the electrode compressed by pressure equal to 406 kg/cm²
- The most stable in terms of cycling is the electrode compressed by 1218 kg/cm²
- The best return to the initial values of capacity has electrode compressed by 406 kg/cm²
- The electrode compressed by 1624 kg/cm² is approaching to the uncompressed electrode
- During the galvanostatic cycling of the electrodes compressed by 406 and 812 kg/cm², a sudden drop in capacity occurred due to the breakdown of cohesion of the material under mechanical stress
- In the 11th cycle of galvanostatic cycling of the electrode compressed by 812 kg/cm² a short circuit occurred, leading to mechanical stress in the structure and a significant decrease of capacity in the next cycle

It can be seen, from the measured results shown in the Figure 3, that it is important to choose the right compression pressure when manufacturing the electrodes. Too low pressure is not sufficient for a strong electrode structure and leads to a rapid disintegration of electrode material during cycling. On the contrary, too high pressure closes the pores of the structure against the intrusion of lithium

ions which leads to lower capacity. Higher pressures also caused delamination of the electrode material from the current collector.

From the measured results so far, it is clear that further research should be focused on finding a breaking pressure, at which further increase leads to a reduction in capacity.

6 CONCLUSION

From the research that has been up to now carried out, we can conclude that the amount of pressure used to compress the positive electrode has a significant impact on the electrochemical parameters of the lithium-sulfur cell. It was found that the effect of compression pressure follows a certain pattern. Using the higher pressure leads to strengthening the structure whereupon stability is improved. However, using too high compression pressure will close the pores of the structure and cause a decrease in capacity. Higher compression pressure in the production of electrodes also leads to delamination of the active material from the current collector, which can be considered as undesirable.

ACKNOWLEDGEMENT

This work was supported by the Internal Grant Agency of Brno University of Technology, grant No. FEKT-S-17-4595.

REFERENCES

- [1] YIN, Ya-Xia, Sen XIN, Yu-Guo GUO and Li-Jun WAN. 2013. Lithium-sulfur batteries: electrochemistry, materials, and prospects. *Angewandte Chemie (International ed. in English)* [online]. 52(50), 13186.
- [2] MANTHIRAM, Arumugam, Sheng- Heng CHUNG and Chenxi ZU. 1503. Lithium-Sulfur Batteries: Progress and Prospects. *Advanced Materials* [online]. 27(12), 1980-2006.
- [3] NITTA, Naoki, Feixiang WU, Jung Tae LEE and Gleb YUSHIN. 1506. Li-ion battery materials: present and future. *Materials Today* [online]. Elsevier, 18(5), 252-264.
- [4] WILD, M., et al. Lithium sulfur batteries, a mechanistic review. *Energy & Environmental Science*, 2015, 8.12: 3477-3494.
- [5] Oxis Energy, 2016, Lithium Sulfur Development at OXIS [online]. [video]. 2016. [Accessed 10 March 2016]. Available from: <https://www.youtube.com/watch?v=LSUi2ZuVEkc>

WIRELESS COMMUNICATION PLATFORM IQRF AND INTERNET OF THINGS

Zdeňka Kuchtová

Doctoral Degree Programme (3th), FEEC BUT

E-mail: klimesova@feec.vutbr.cz

Supervised by: Jaroslav Kadlec

E-mail: kadlecja@feec.vutbr.cz

Abstract: This paper describes possibilities of measured data transfer from sensors via wireless communication platform IQRF to the internet gateway and finally to the cloud data storage based on Microsoft Azure technology. Data are transferred through Microsoft Azure IoT Hub and filtered by Stream service and stored to SQL server. Stored data are visualized with Microsoft Power BI visualization service.

Keywords: IQRF, DPA, IoT, Communication framework

1. INTRODUCTION

Today, world is going to be connected. All values, that could be measured, are measured by smart sensors and results are stored in cloud. Everything that could be controlled remotely, is controlled. Terms like Internet of Things, Smart City, Smart buildings are quite often used in today's world. They have at least one common fact, they need communication inside solution and with outside world. For this communication needs wireless or wired solutions are available. Each of them has some advantages and some disadvantages [1, 2, 3]. Within this paper, we will describe communication way from sensor to the cloud and their visualization to the end user. We will focus especially to the wireless communication with sensors.

There is a wide range of the wireless solutions on the market. Some of them are standardized some of them are proprietary, and of course, some of them are trying to be a standard. From the standardized solutions, we could select Wi-Fi, Bluetooth, RFID or ZigBee. From proprietary world MiWi, Z-Wave, IQRF and the others. Like always, all of them has some pros and some cons and are better or worse for different applications. In the rest of the article, we will stay with IQRF [4] communication platform, where a new communication modules and new features are already available.

The article is organized as follows. At the beginning, brief description of IQRF platform, developer tools and communication is presented. Second part contains a case study with IQRF and Microsoft Azure services. At the end of the article is summary and some future visions, acknowledgement and list of used references.

2. IQRF WIRELESS COMMUNICATION PLATFORM

Proprietary wireless communication platform IQRF was designed and developed by Czech company MICRORISC together with Brno University Technology. IQRF works on Sub-1 GHz base, it is a complete solution for design and development of the wireless application.

IQRF is platform based on communication modules. Different types of modules with different peripherals exist. All of them have the same operating system called IQRF OS. This OS was designed especially for fast and easy implementation of wireless communication to broad range of applications and scenarios.

Functions of IQRF OS could be divided into three main parts. The first part contains functions related to wireless communication. They allow to send and receive packets to and from wireless network. The second part are functions for peripherals available on module. Part of them are for SPI communication bus. SPI is the main interface for connection between IQRF module and other systems. The last part are functions for MESH networking.

MESH networking, in IQRF called IQ MESH, is one of the main advantages of IQRF communication platform. Whole MESH network is created with support of IQRF OS. Nodes are fully automatically bonded to network by either user interaction or IQRF OS extension. IQRF OS supports up to 250 routing points in one network. One coordinator can control up to 65000 network nodes. The whole network is possible to extend with the node, which works in one network like node and in a second as network coordinator.

Part of the program and data memory in microcontroller on IQRF module is dedicated for user application. The amount of available space is limited, but is enough for small applications or for definition of communication interfaces to control systems.

IQRF OS could be extended by plugins. Plugin in this meaning is the other user designed software that adds the new functions to OS. For plugins is dedicated other part of the program memory. These plugins could be sold separately for other developers without need to share source code. Block diagram of the most often used IQRF wireless communication module is shown in figure 1.

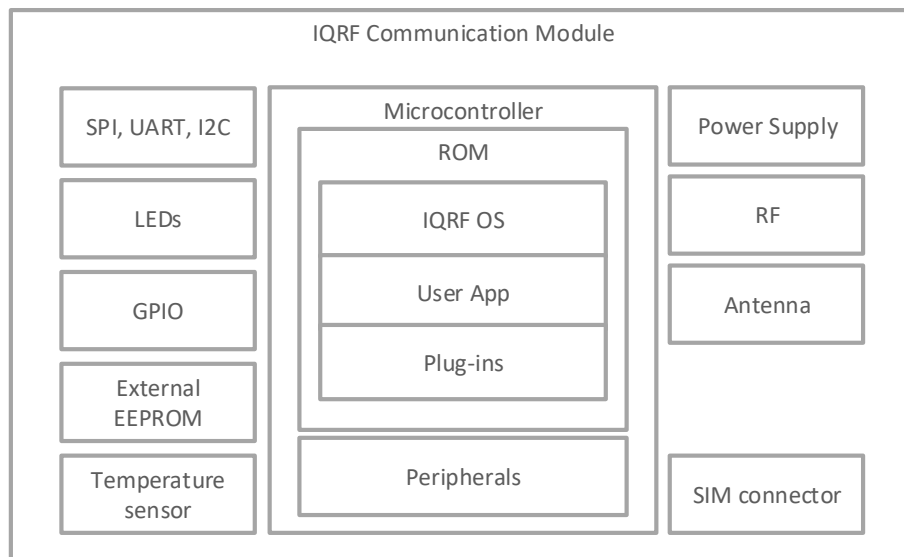


Figure 1: The main part of IQRF communication module.

Every node is addressable by a number defining its private address or by a broadcast message. In case of broadcast messages, no response from nodes is available nor expected. Interesting part of IQRF OS called Fast Response Commands FRC allows reading two bits or one byte from filtered list of nodes by one command. Response time is minimized and depends on network structure.

The most useful OS extension is implementation of Direct Peripheral Addressing communication framework (DPA). With this framework, all available module peripherals can be accessed and controlled without the need to write any part of code on module side. Everything is done by a set of commands sent to coordinator via a local interface or in some special occasions directly via a local interface of the node. In the case of necessity, the developer can extend the functionality of DPA via DPA Custom Handler. In this situation framework provides events for each part of message processing. For example, event before a response is sent, or event after resending and so on. Also, some limited access to interrupt function is available.

3. IQRF DEVELOPMENT TOOLS, GATEWAYS AND SUPPORT

Developers' support starts with IQRF IDE. This integrated development environment supports the whole development process within IQRF platform. The developer uses IQRF IDE for preparing software in C, compilation and uploading it to the module. Upload could be done via USB programmer or wirelessly over the wireless network.

Software Communication with module could be tested via integrated terminal. IQRF module connected in programmer works in release mode, sends and receives data on SPI bus. All data are shown in IDE. There is also support for macros definition and repeated request sending.

DPA framework is supported via IQMESH network manager, where is possible to bond modules to the coordinator, set all DPA parameters, analyse network and so on. One part of IQMESH network manager is dedicated to backup and restore the whole module. Network manager shows all information about module connected to the network, like network address, zone, MID, OS version, Hardware profile, all available peripherals and setting and many others. IDE also supports sending DPA command and analyse response. IQRF IDE window is shown in figure 2.

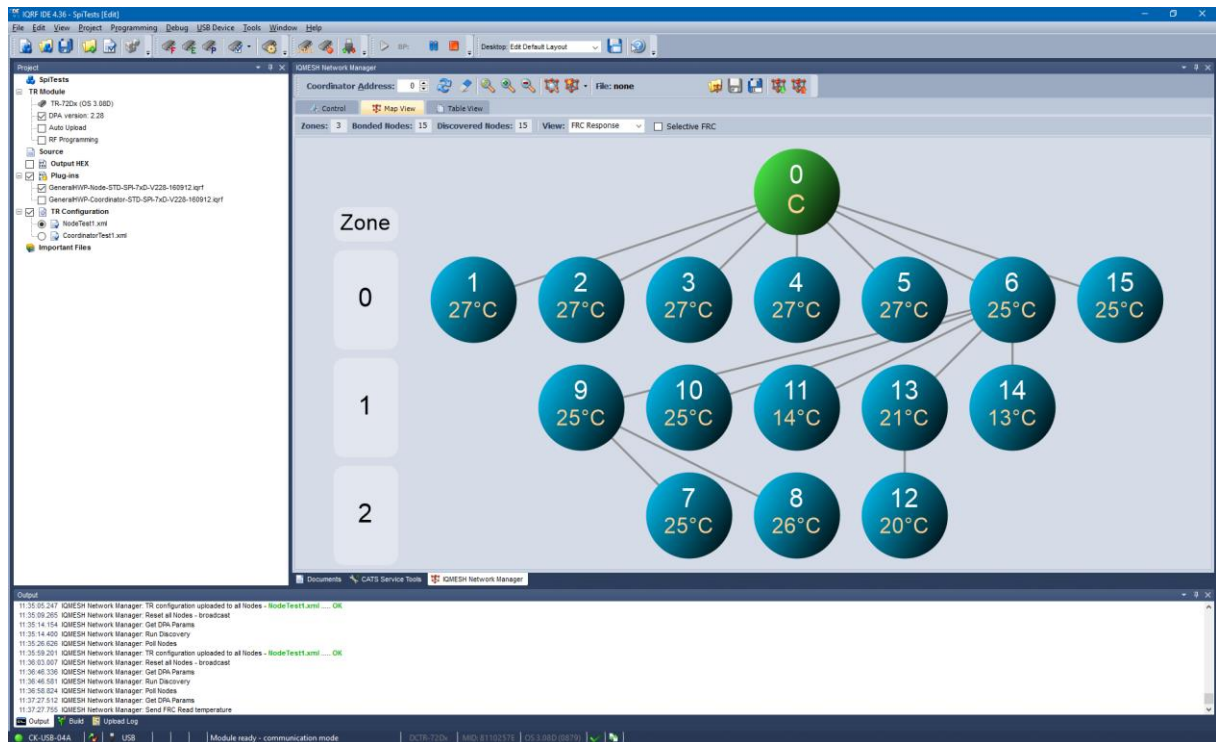


Figure 2: IQRF Integrated Development Environment.

IQRF platform offers a wide range of communication gateways. For remote access to IQRF network Ethernet, Wi-Fi and GSM gateways are available. Gateways based on third party devices with IQRF extensions, like Arduino, Gemalto, chipKIT, Raspberry Pi and many others are also available.

One of IQRF OS extension is DPA. It is part implement directly in the module. Each module is composed of different peripherals (i.e. standard one, prepared by MICRORISC, or users peripherals, prepared by the user). Control of this peripherals in DPA is done by a set of commands, specific for every peripheral, but the structure of command is standardized for the whole DPA. Commands are sent in communication packet with defined protocol, wirelessly or directly to module local interface. This is module point of view. However, on the other side is some control device that needs to communicate with modules. This is exactly the place where DPA communication framework is used.

DPA communication framework prepares packets, sends them and parses response for the higher user or, in this case, programmer comfort. Available are three versions of DPA Communication Framework. One is prepared in Java and is part of IQRF SDK. This framework is suitable where Java is available. It can communicate with IQRF gateways in CDC mode directly via SPI on boards like Raspberry or Gemalto and similar ones. The framework is available with source code via GIT Hub. For systems, where Java is not available it could be used C++ versions of the framework. These are designed and developed directly by MICRORISC.

4. A CASE STUDY

In this use case, we create simple temperature sensor unit. In fact, we would like to measure at least three temperatures. Two of them are temperatures up to 200 °C, temperature below zero are not important for us. Third temperature sensor should measure temperatures up to 800 °C and again zero is limit on the other side. These sensors should show measured values directly on the display and store them to the cloud for remote access. Communication scenario is shown in figure 3.

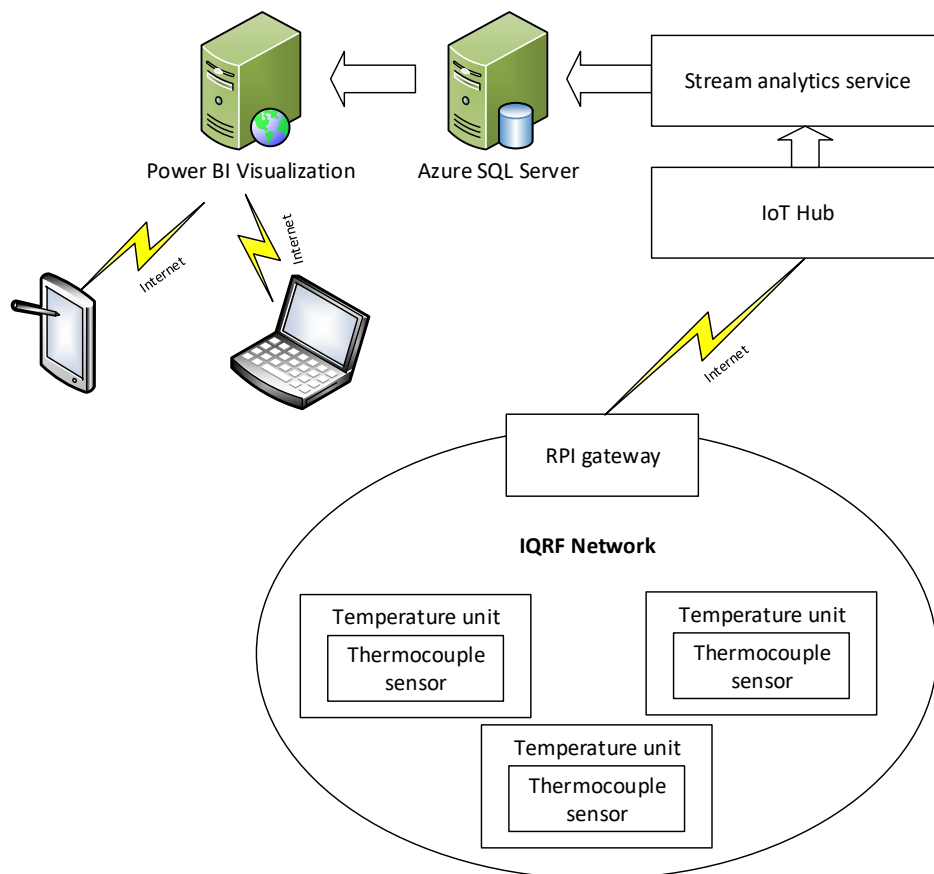


Figure 3: Communication scenario used in the case study.

For temperature sensing we will use thermocouple, type K. Response from thermocouple will be digitalized by Microchip MCP9600 and via I2C bus stored to the PIC16 family microcontroller. Measured temperature will be shown on connected LCD display and through IQRF module sent to network coordinator. Block diagram of temperature sensing unit is in figure 4.

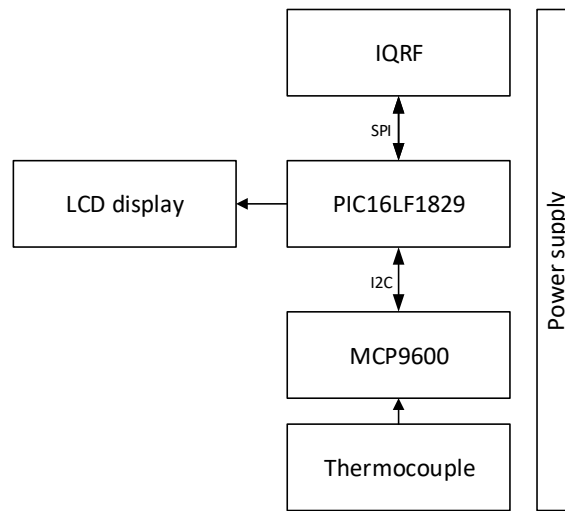


Figure 4: Block diagram of temperature sensor unit.

IQRF network coordinator is part of communication gateway. For this scenario, we prepared gateway based on Raspberry Pi 3 device with Microsoft Windows 10 Core operating system. Software for gateway was prepared in C# for Microsoft .NET framework. Communication with IQRF network is done via .NET IQRF Framework designed by 2KSys company [4]. Gateway sends measured temperatures to Microsoft Azure cloud via IoT Hub services. On the server side data are pre-processed by Azure Stream services and stored to Power BI Interactive Visualization Tools. Result of visualization is shown in figure 5.

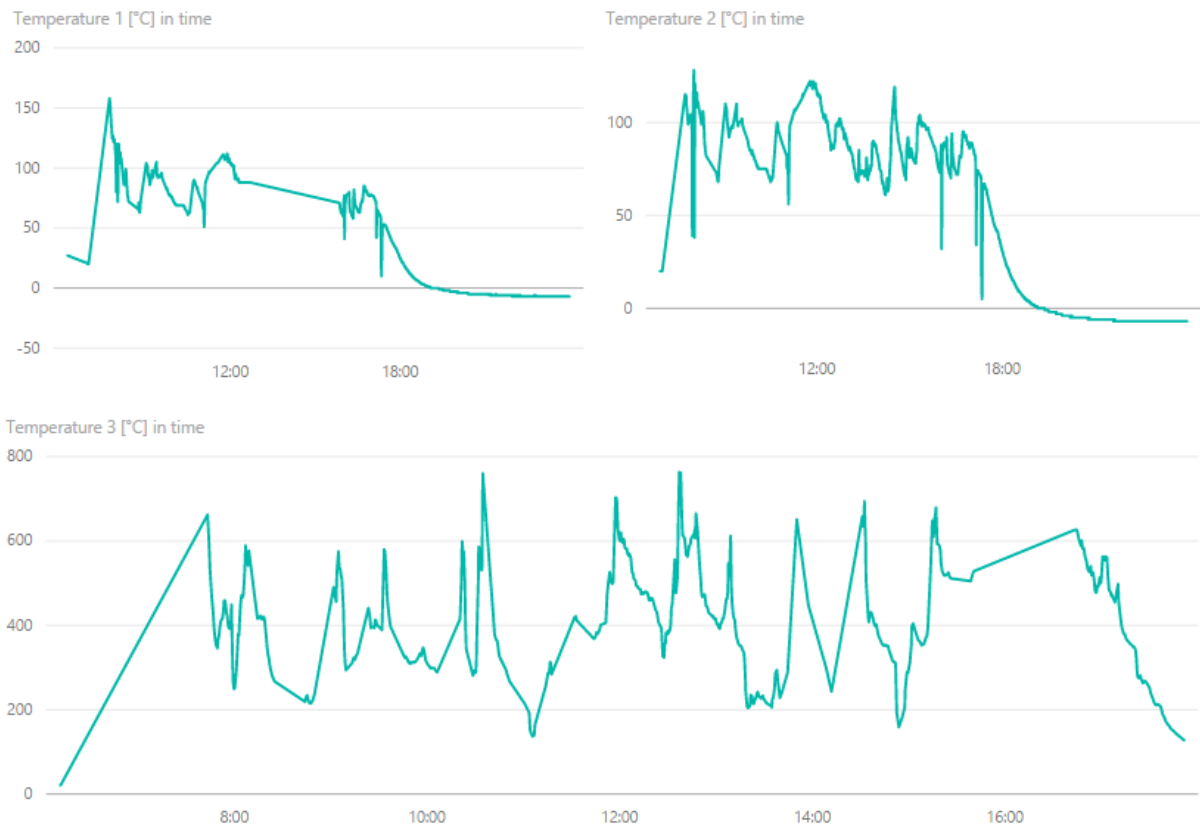


Figure 5: Visualization of measured temperatures by Microsoft Power BI services.

5. SUMMARY AND FUTURE WORK

This paper briefly describes IQRF platform, designed and developed by MICRORISC company and BUT. In the article, the main features of the platform were described, especially IQRF communication modules, development tools, gateways, cloud and DPA communication framework. In the case study, we showed whole temperature measurement solutions application with thermocouple measurement sensors, IQRF communication and Microsoft Azure storage and Power BI visualization.

In the future, we assume to stay in touch with MIRCORISC developers and work on new scenarios and applications for IQRF. We are also involved in communication framework development and gateways testing.

6. ACKNOWLEDGEMENT

Research described in this paper was financed by the National Sustainability Program under grant LO1401. For the research, infrastructure of the SIX Center was used.

7. REFERENCES

- [1] O. Bello; S. Zeadally, "Intelligent Device-to-Device Communication in the Internet of Things," in *IEEE Systems Journal*, vol.PP, no.99, pp.1-11 doi: 10.1109/JSYST.2014.2298837.
- [2] D. Guinard, V. Trifa, F. Mattern, E. Wilde, 'From the Internet of Things to the Web of Things: Resource Oriented Architecture and Best Practices'. In: Dieter Uckelmann, Mark Harrison, Florian Michahelles (Eds.): *Architecting the Internet of Things*. Springer, pp. 97–129, New York Dordrecht Heidelberg London, 2011.
- [3] V. Sulc, R. Kuchta, and R. Vrba, "IQRF smart house—a case study," in *Proceedings of the 3rd International Conference on Advances in Mesh Networks (MESH '10)*, pp. 103–108, July 2010.
- [4] Dpa Framework. *2KSys s. r. o. Web* [online]. Brno: 2KSys s. r. o., 2015 [cit. 2017-02-10]. Available: <http://www.2ksys.cz/Products/DpaCfDemoFree/cs>.
- [5] MICRORISC. IQRF - wireless technology. MICRORISC s. r. o., 2015 [cit. 2017-02-10]. Available: www.iqrf.org.

POTENTIAL INDUCED DEGRADATION EFFECT ON N-TYPE SOLAR CELLS WITH BORON EMITTER

Barbora Mojrová

Doctoral Degree Programme (4), FEEC BUT

E-mail: xmojro00@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Jaroslav Boušek

E-mail: bousek@feec.vutbr.cz

Abstract: This study is focusing on Potential Induced Degradation (PID) effect on *n*-type solar cells with boron emitter. We designed and fabricated single cell modules using *n*-PERT cells with textured and flat front side, and with various passivation structures on the front side to prevent PID at the cell level. The modules were characterized before and after PID testing by electroluminescence (EL), IV measurements, reflection and Internal Quantum Efficiency (IQE). Measurements were done on both sides of module to obtain whether the degradation was going on the front side, rear side or both. Comparison of IQE of front vs rear side shows, that intensity of degradation is fully influenced by properties of the front side of antireflection and passivation (ARC) layer.

Keywords: PID, *n*-type, solar cell, passivation layer, boron emitter

1 INTRODUCTION

The potential induced degradation is an undesirable property of solar cell modules. PID occurs in the photovoltaics systems due to high voltage stress across the module layer stack between framing/glass surface and solar cells and leads to significant power losses. These high voltages may cause leakage current between the solar cells and the module frame through the front glass and encapsulation, being responsible for degradation effects [1].

The choice of glass, encapsulation, and diffusion barriers has been shown to have an impact on PID on the module level [2-4]. On the cell level properties of the antireflection and passivation layer (ARC) have also impact on the PID. PID in *n*-type Si modules is caused by enhanced front surface recombination [5, 6]. The goal of this study is to find a passivation structure to prevent degradation already at the cell level for *n*-type solar cells.

2 SAMPLE PREPARATION

In this work we investigated the influence of different composition of ARC layer on PID at *n*-PERT cell concept with front boron emitter and a phosphorous back surface field (BSF) with screen printed and fired through metallization of commercial silver (Ag) paste on both sides. A schematic cross-section of the studied solar cells is presented in the Fig. 1.

For experiment we used 6 inch *n*-type (phosphorous doped) monocrystalline Si wafers (239 cm²). The base resistivity $\rho_{base} = 2 - 3 \Omega\text{cm}$. Wafers were processed using standard industrial process, which includes wet chemical alkaline texturization, diffusion in quartz tube furnace containing POCl₃ (*n*⁺ BSF, resulting sheet resistance of 65 Ω/sq) or BBr₃ (*p*⁺ emitter, resulting sheet resistance of 75 Ω/sq), deposition of ARC layer, screen printing of Ag finger grid on both sides, and co-firing. The half of samples had textured front side, the rest of them had flat front side.

In this experiment we tested 7 different compositions of ARC layer, named G1 – G7 (see the Tab. 1). For groups G1 – G4 the 10 nm thick layer of thermal SiO_x was deposited on boron emitter,

then PECVD SiN_x layer with different refractive index followed, and in case of G4 samples the PECVD SiO_x was deposited at last. For samples from groups G6 – G7 the 1.5 nm thin layer of SiO_2 was formed by the Nitric Acid Oxidation of Silicon (NAOS) method and then the PECVD $\text{SiN}_x/\text{SiO}_x$ layers were deposited.

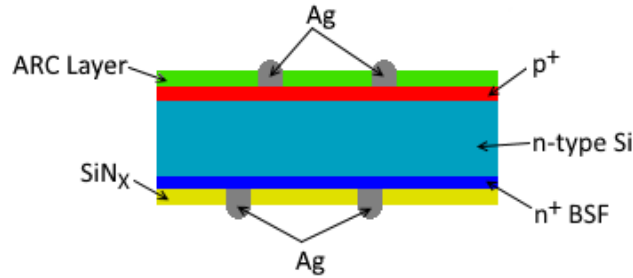


Figure 1: Schematic cross-section of the investigated *n*-PERT cells.

Table 1: The overview of investigated ARC layers.

	G1	G2	G3	G4	G5	G6	G7
Emitter	p^+	p^+	p^+	p^+	p^+	p^+	p^+
1 st layer	SiO_x (10 nm)	SiO_x (10 nm)	SiO_x (10 nm)	SiO_x (10 nm)	SiO_x (30 nm)	NAOS (1.5 nm)	NAOS (1.5 nm)
2 nd layer	SiN_x ($n = 2.05$)	SiN_x ($n = 2.08$)	SiN_x ($n = 2.22$)	SiN_x ($n = 2.22$)	SiN_x ($n = 2.05$)	SiN_x ($n = 2.05$)	SiO_x (100 nm)
3 rd layer	-	-	-	SiO_x (100 nm)	-	-	SiN_x ($n = 2.05$)

Full-size 3 busbar single cell mini-modules were fabricated using solar cover glass, ethylene-vinyl acetate copolymer (EVA) for the encapsulation, and standard transparent back sheet material. The structure of module is given in the Fig. 2.

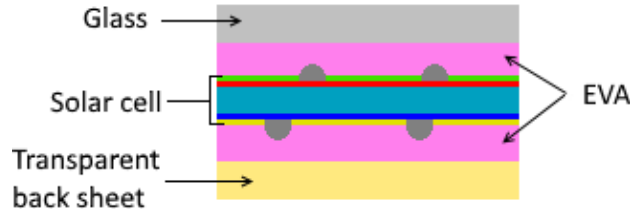


Figure 2: Schematic cross-section of the investigated module.

3 RESULTS

Completed solar cells were investigated by IV measurements to determine the values of short-circuit current (J_{SC}) and V_{OC} on the cell level. The modules were characterized before and after PID testing by EL, IV measurements, reflection and IQE. Measurements were done on both sides of module to obtain whether the degradation was going on the front side, rear side or both. The PID tests were performed by applying high voltage (-1000 V) to modules for 23 or 46 h. The modules were placed with the glass side facing down on the metal base plate. An aluminium foil between the plate and the module front side simulates the module frame and guarantees proper contacting.

3.1 IV MEASUREMENT

IV measurements of modules were done before and after PID testing to determine changes in J_{SC} , V_{OC} , fill factor (FF) and pseudo fill factor (pFF). The origin of the power drop at PID effect is a

decrease of J_{SC} (which is shown in the Fig. 3) and V_{OC} . Fill factor and pseudo fill factor stay nearly constant for all samples which indicates that PID does not cause cell shunting in our case.

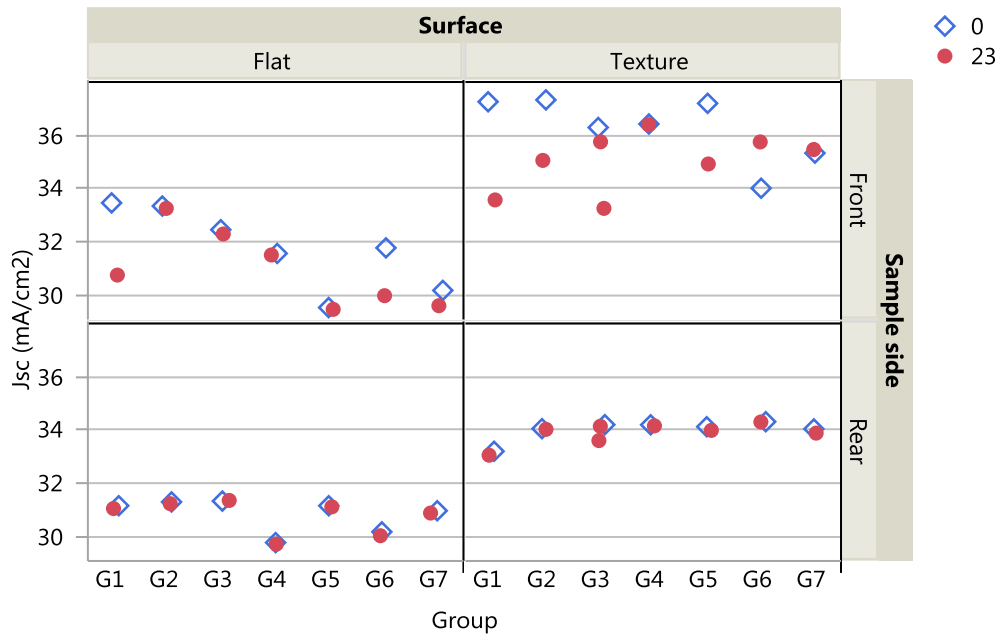


Figure 3: Comparison of J_{SC} before and after PID test.

3.2 EL MEASUREMENT

The EL measurements were done to get an impression of the behaviour of investigated n -PERT cells under PID stress. The Fig. 4 shows examples of EL images for the mini-module before and after the PID test. The EL reveals localized defects of the module after PID state where lower signal means that the non-radiative recombination in the solar cell has increased. This is another hint that the power drop stems from a loss of front surface passivation.

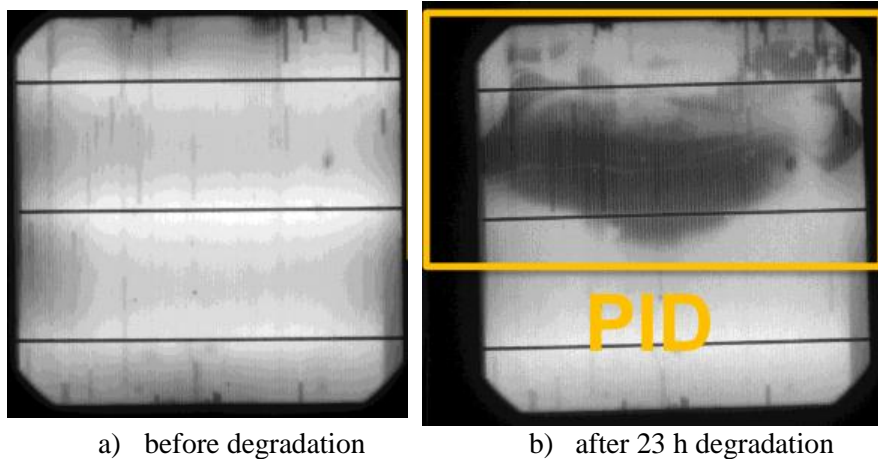


Figure 4: EL picture of sample G2 with textured surface in the initial state (a) and after 23 h degradation (b).

3.3 IQE MEASUREMENT

Comparison of the IQE of front versus the rear side (see Fig. 5) indicate that degradation process is related to a degradation of the front side of solar cell. The type of texturization has no significant influence on degradation.

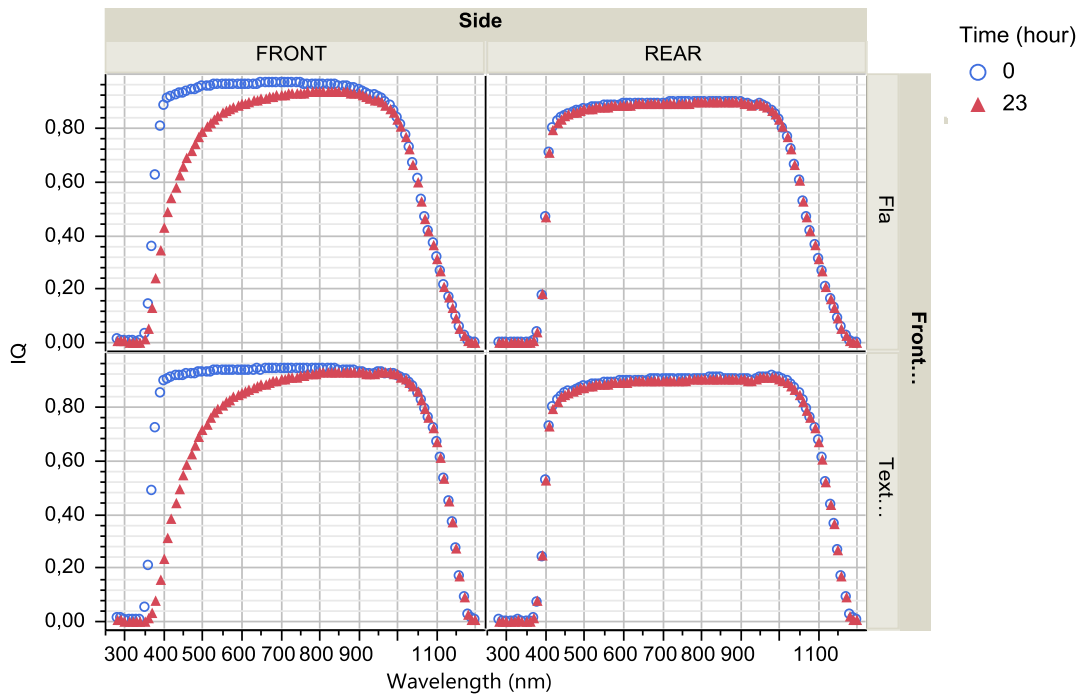


Figure 5: Calculated IQE for front/rear side of samples from G1 with flat/textured front side before and after degradation.

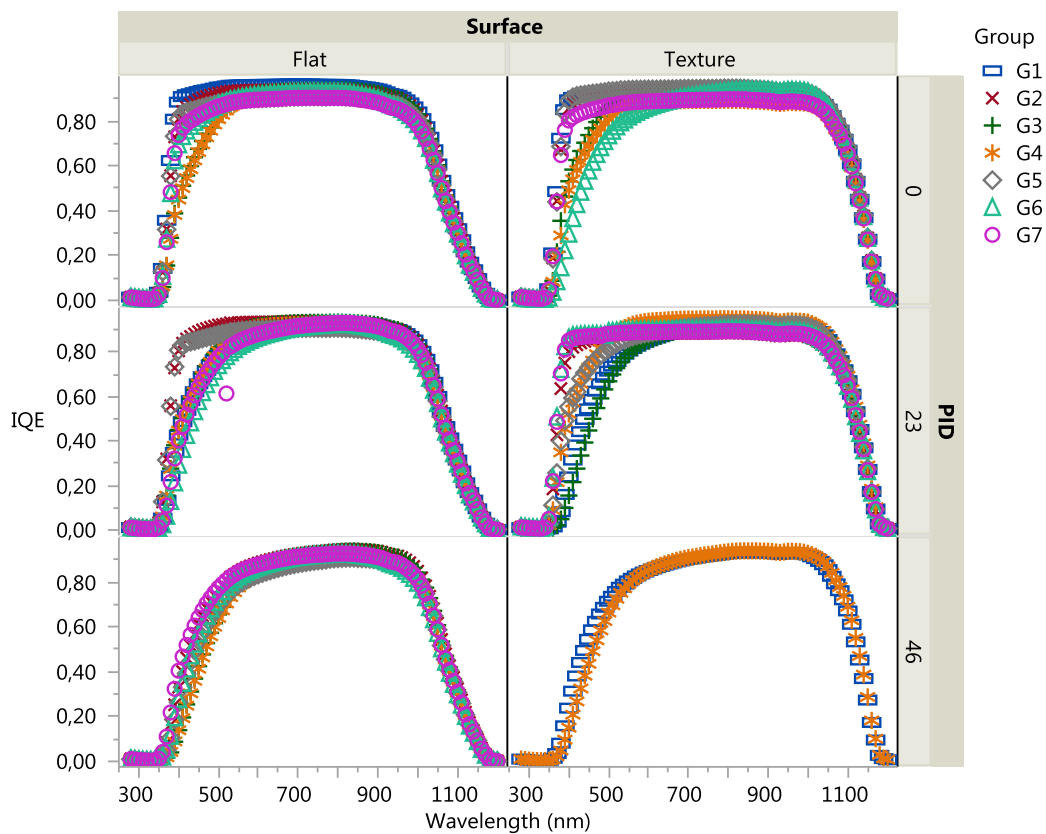


Figure 6: Calculated IQE for front side of solar cells before and after 23 or 46 h degradation.

The IQE decreased in the range from 400 nm to 700 – 800 nm (see Fig. 6), although no change was observed from 800 to 1100 nm. This could be caused by increase of the value of front surface recombination velocity which leads to decrease of spectral response in the short-wavelength region

($\lambda < 500$ nm). Short-wavelength photons are absorbed in the heavily doped part of emitter. Therefore the change of IQE spectrum could be caused by the enhanced front surface recombination.

4 CONCLUSION

In this experiment we observed a power degradation mechanism for encapsulated *n*-type PERT cells with boron emitter after applying a negative voltage stress between encapsulated solar cell and a metal plate covered with Al foil. Different ARC layers deposited on flat/textured emitter were tested while no significant differences were observed, because all structures showed degradation after 23 or 46 h.

The severe J_{SC} degradation measured in experiments suggests an additional effect, e.g. a decrease of the diffusion length in the emitter due to contamination by in-diffused ions. More detailed characterization is needed to identify the root cause of the degradation mechanism we observed. The EL images have revealed the position of PID defects. The lower signal was caused by increasing of non-radiative recombination in the solar cell.

From IQE results it is obvious that the degradation process is related to a degradation of the front side ARC layer, where the boron emitter is present and it is caused by the enhanced front surface recombination. Type of texturization has no significant influence on degradation on the front side.

ACKNOWLEDGEMENT

The article was supported by project no. FEKT-S-17-3934, Utilization of novel findings in micro and nanotechnologies for complex electronic circuits and sensor applications.

REFERENCES

- [1] Bauer, J., V. Naumann, S. Großer, et al. On the mechanism of potential-induced degradation in crystalline silicon solar cells. *Physica status solidi (RRL) - Rapid Research Letters* [online]. 2012, 6(8), 331-333 [cit. 2017-03-14]. DOI: 10.1002/psr.201206276. ISSN 18626254
- [2] Halm, A., A. Schneider, V. D. Mihailetchi, et al. Potential-induced Degradation for Encapsulated *n*-type IBC Solar Cells with Front Floating Emitter. *Energy Procedia* [online]. 2015, 77, 356-363 [cit. 2017-03-14]. DOI: 10.1016/j.egypro.2015.07.050. ISSN 18766102.
- [3] Pingel, S., O. Frank, M. Winkler, et al. Potential Induced Degradation of solar cells and panels. In: *2010 35th IEEE Photovoltaic Specialists Conference* [online]. IEEE, 2010, s. 002817-002822 [cit. 2017-03-14]. DOI: 10.1109/PVSC.2010.5616823. ISBN 978-1-4244-5890-5.
- [4] Naumann, V., T. Geppert, S. Großer, et al. Potential-induced Degradation at Interdigitated Back Contact Solar Cells. *Energy Procedia* [online]. 2014, 55, 498-503 [cit. 2017-03-14]. DOI: 10.1016/j.egypro.2014.08.015. ISSN 18766102
- [5] Stodolny, M. K., G. J.M. Janssen, B. B. Van Aken, et al. PID- and UVID-free *n*-type Solar Cells and Modules. *Energy Procedia* [online]. 2016, 92, 609-616 [cit. 2017-03-14]. DOI: 10.1016/j.egypro.2016.07.026. ISSN 18766102.
- [6] Hara, K., S. Jonai and A. Masuda. Potential-induced degradation in photovoltaic modules based on *n*-type single crystalline Si solar cells. *Solar Energy Materials and Solar Cells* [online]. 2015, 140, 361-365 [cit. 2017-03-15]. DOI: 10.1016/j.solmat.2015.04.037. ISSN 09270248.

CONDUCTIVITY OF LITHIUM PERCHLORATE SALT DISSOLVED IN DIFFERENT TYPES OF SOLVENT.

Tomas Gottwald, Jiří Vondrák

Doctoral Degree Programme (III.), FEEC BUT

E-mail: xgottw03@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Marie Sedlaříková

E-mail: sedlara@feec.vutbr.cz

Abstract: Lithium perchlorate (LiClO_4) is usable crystalline salt for electrolyte in a rechargeable lithium ion battery (LIB). LiClO_4 is an inorganic compound with white color. In the present study the conductivity and the electrochemical behavior of electrolytes based on LiClO_4 was examined by using impedance spectroscopy (EIS) and linear voltametry (LSV) measurement at a room temperature. The resistance (conductivity) of electrolytes with different molar concentration of LiClO_4 dissolved in different types of the solvent was measured in the first part of this work. In the second part electrochemical behavior of two electrolytes with the highest conductivity was measured and evaluated by using a potential window. At the end the sodium perchlorate NaClO_4 (for NIBs) was measured in this study too.

Keywords: Lithium perchlorate, LiClO_4 , Sodium perchlorate, NaClO_4 , Electrolyte, Li-ion battery

1 INTRODUCTION

“Li-ion batteries are one of the most successes of modern electrochemistry. These batteries, which became a commercial reality about a decade ago, are conquering the markets with increasingly wider applications. Present challenges are to extend their use to high power and large size applications (e.g., propulsion, EV). The current systems use graphitic carbons as the anode material, LiCoO_2 as the major cathode materials, mixtures of alkyl carbonates including ethylene carbonate (a mandatory component for sufficient negative electrode passivation), dimethyl, diethyl, and ethylmethyl carbonates (EC, DMC, DEC, EMC, respectively), and LiPF_6 as the electrolyte solution. The alkyl carbonates were chosen due to their acceptable anodic stability for the 4 V cathodes used in Li-ion batteries, as well as lithiated graphite, together with other properties, such as high polarity (i.e., good conductivity of their solutions), a reasonable temperature range between freezing and boiling points, sufficiently low toxicity, and accept able safety features. The LiPF_6 salt is, to some extent, also a compromise” [1].

“A lithium ion accumulator directly converts electrical energy and chemical energy reversibly by use of lithium ions in a chemical redox reaction. However, with respect to the high energy density in lithium ion cells, there are still challenges regarding safety, high voltage applications, and long-term stability. Therefore, a broad research on electrolytes, cathode, and anode materials is performed from numerous scientific groups and companies. Major interest lies in the study of additives to the electrolytes which are applied for a specific and selective purpose. Numerous classes of different compounds are already identified which result in highly selective effects in a Li-ion based cell [2].

In this study a series of six aprotic solvents in a liquid electrolyte mixture based on LiClO_4 salt (for LIBs) were studied with respect to the usability in Li-ion cells. Namely, Propylene carbonate (PC), Dimethylformamide (DMF), Diethoxyethane (DEE), Dimethoxyethane (DMC), Ethylene carbonate (EC), Dimethyl carbonate (DMC) and Diethyl carbonate (DEC). This salt (LiClO_4) instead of (LiPF_6) was chosen because I am looking for the equivalent liquid electrolyte to NaClO_4 (for

NIBs)- Generally, sodium perchlorate is well soluble in many organic solvents. In the next study will be examined differences in the intercalation and deintercalation process into the graphite structure used in sodium + graphite system and lithium + graphite system. I have the experience that the other usable salt for NIBs electrolyte like NaBF_4 and NaPF_6 are so bad soluble under the conditions known for us.

2 EXPERIMENTAL PART

2.1 MEASURING WORKSTATION AND METHODS

For the experimental part a lithium perchlorate (LiClO_4) and a sodium perchlorate (NaClO_4) salt from company Sigma Aldrich (used as received) were selected. The main electrolyte parameters (conductivity of electrolyte and electrochemical stability) were examined. Experiments were carried out in AtmosBag (Sigma Aldrich). On the field of liquid electrolytes was examining behavior of aprotic electrolytes which were prepared from the suitable salt which was dissolved in organic solvent (see table 1). Electrochemical measurements were made on the station BioLogic VMP3 and the results were evaluated by calculation software EC-Lab V10.39. Parameters of measuring methods (see table 2).

Solvent	Salt
Diethoxyethane	LiClO_4
Dimethoxyethane	
Dimethylformamide	
Ethylene carbonate + Diethyl carbonate; 1:1 weight ratio	
Ethylene carbonate + Dimethyl carbonate; 1:1 weight ratio	
Propylene carbonate	

Table 1: List of solvents and salt used.

For the measurement of conductivity was used commercial conductivity cell KC 503 from company THETA '90. On the beginning the salt LiClO_4 was weighed on the laboratory digital weight and put in to the small glass vials. After that, appropriate amount of specific solvent was added. For the mixing was used electromagnetic stirrer. At the end of this process were prepared 4 ml solutions from all types of solvent with LiClO_4 and two types with NaClO_4 (see table 4) salt in molar concentrations 0.1 ; 0.25 ; 0.5 ; 0.75 ; 1.00 and 1.25 mol/l (see table 3).

EIS	LSV
$U_{ss} = 0 \text{ V}$	$U_{begin} = 0 \text{ V}$
$U_a = 5 \text{ mV}$	$U_{end} = 3,5 \text{ V}$
$f = 100 \text{ kHz} - 100 \text{ Hz}$	$\alpha = 0.5 \text{ mV/s}$
Note \therefore potential U_{ss} , U_{begin} , U_{end} measured against counter electrode	

Table 2: Parameters of the measuring methods EIS and LSV.

2.2 DISCUSSION OF MEASURED AND CALCULATED DATA

Electric conductivity and potential window were measured. It is possible to see that the highest electric conductivity is globally somewhere in the interval from 0.75 to 1.25 M concentration for all solvents. The best electric conductivity was achieved by DMF solvent, exactly 1.25 M LiClO₄ dissolved in DMF. The second best electric conductivity by 1 M LiClO₄ electrolyte dissolved in EC/DMC 1:1 weight ratio (see table 3 and picture 1) was measured. The conductivity of NaClO₄ liquid electrolyte (see table 4 and picture 2) is similar with the LiClO₄ liquid electrolyte.

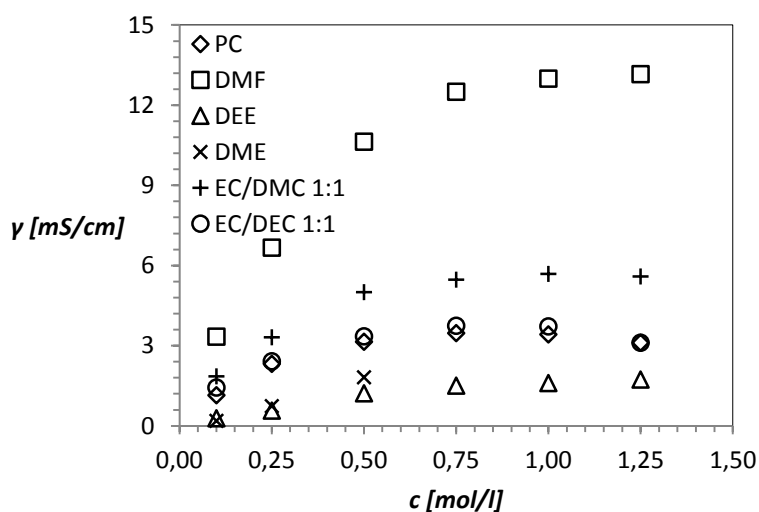
LiClO ₄	γ [mS/cm]					
c [mol/l]	0.10	0.25	0.50	0.75	1.00	1.25
PC	1.14	2.32	3.14	3.47	3.42	3.11
DMF	3.33	6.67	10.64	12.50	12.99	13.16
DEE	0.29	0.57	1.21	1.51	1.60	1.73
DME	0.18	0.73	1.82	N ¹⁾	N ¹⁾	N ¹⁾
EC/DMC 1:1 hm.	1.86	3.31	5.00	5.46	5.68	5.59
EC/DEC 1:1 hm.	1.44	2.41	3.34	3.75	3.72	3.11

¹⁾ Salt of this concentration is not dissolve.

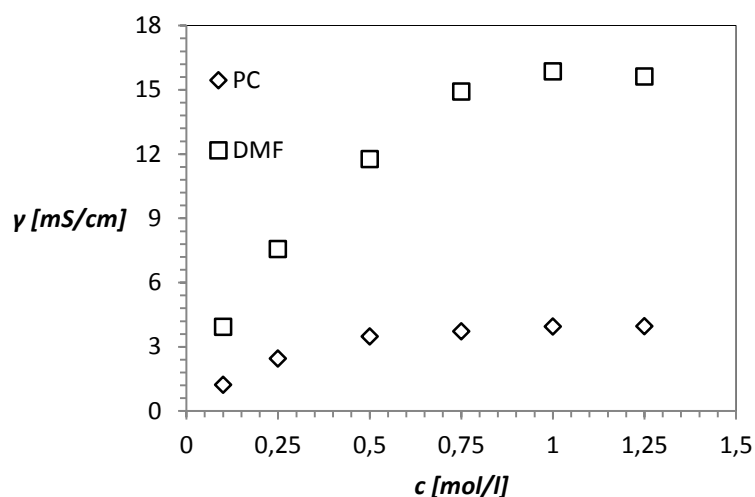
Table 3: Conductivity of liquid electrolytes.

NaClO ₄	γ [mS/cm]					
c [mol/l]	0.10	0.25	0.50	0.75	1.00	1.25
PC	1.24	2.46	3.50	3.37	3.95	3.97
DMF	3.94	7.58	11.76	14.93	15.87	15.63

Table 4: Conductivity of liquid electrolytes.



Picture 1: Liquid electrolytes conductivity depending on LiClO₄ concentration.



Picture 2: Liquid electrolytes conductivity depending on NaClO_4 concentration.

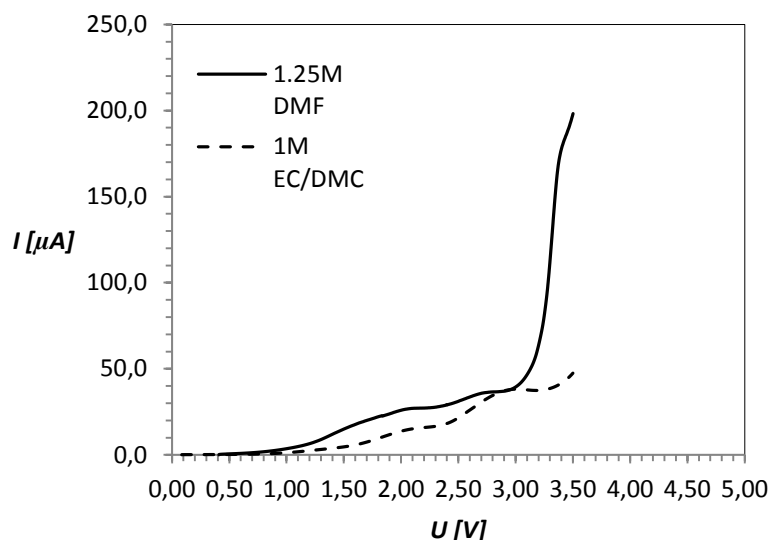
2.3 POTENTIAL WINDOW

For these experiment were mixtured 1.25 M $\text{LiClO}_4/\text{DMF}$ electrolyte and 1 M $\text{LiClO}_4/\text{EC}/\text{DMC}$ 1:1 weight ratio electrolyte according to table 3. Experiment was measured in the ECC-ESD cell in AtmosBag with the argon atmosphere. It was 2-electrode measurement with the working electrode and counter electrode bouth made of steel. In to this ECC-ESD cell was put in the glass fibre separator (type: Z-4, Papírna Perštejn s.r.o.) and was dropped in 100 μl of electrolyte by the pipette. The LSV curves you can see on picture 3 and the potential for $I_{\text{max}} = 5\mu\text{A}$ (see table 5).

	LiClO_4
	U [V]
1.25 M DMF	1.11
1 M EC/DMC 1:1 weight ratio	1.54
	U_{cell} [V]
1.25 M DMF	2.22
1 M EC/DMC 1:1 weight ratio	3.08

Note.: potential U was measured for $I_{\text{max}} = 5\mu\text{A}$

Table 5: Decomposition potential of electrolytes.



Picture 3: LSV of two chosen electrolytes with highest conductivity.

3 CONCLUSION

The best conductivity 13.16 mS/cm was measured by 1.25 M LiClO₄/DMF electrolyte. All concentration of LiClO₄ dissolved in DMF aprotic solvent are much more conductive than others electrolytes with the same salt but different type of solvent. However, there can be suspicion to presence of the H₂O particles in DMF solvent. This can be the reason why is possible to see some current flow at low potential (1V) on LSV curve of 1.25 M LiClO₄/DMF electrolyte. It will be the subject of the next examination. Further will be proven that the reversible cycling 1.25 M LiClO₄/DMF electrolyte with commercially available active materials is possible or isn't.

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] Aubrach, D., Talyosef, Y., Makarovskiy, B., Markewich, E., Zinigrad, E., Asraf, L., Granaraj, J., Design of electrolyte solutions for Li and Li-ion batteries: a review. *Electrochimica Acta*, 2004, 50(2-3), 247-254. DOI: 10.1016/j.electacta.2004.01.090. ISSN 00134686.
- [2] Hofmann, A., Schulz, M., & Hanemann, T. (2013). Effect of conducting salts in ionic liquid based electrolytes: viscosity, conductivity, and Li-ion cell studies. *International Journal of Electrochemical Science*, 8, 10170-10189.
- [3] SHEN, Y., Gang-Hua D., Chuanqi G., Yuhuan T., Guorong W., Xueming Y., Junrong Z. a Kaijun Y., Solvation structure around the Li⁺ ion in succinonitrile–lithium salt plastic crystalline electrolytes. *Phys. Chem. Chem. Phys* [online]. 2016, 18(22), 14867-14873 [cit. 2017-03-09]. DOI: 10.1039/C6CP02878K. ISSN 1463-9076.
- [4] Ellis, L., Brian, F., Linda and Nazar, *Current Opinion in Solid State and Materials Science*, 16(4), 168, (2012).
- [5] Woo, H., Seung, L., Yadgarov, R., Rosentsveig, Y., Park, D., Song, R., Tenne and S. Hong, *Israel Journal of Chemistry*, 55(5), 599, (2015).

NON-VOLATILE MEMORY MANAGER UNIT FOR SPACE APPLICATIONS

Radek Hajek

Doctoral Degree Programme (1), FEEC BUT

E-mail: xhajek29@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Lukas Fucik

E-mail: fucik@feec.vutbr.cz

Abstract: The paper deals with HDL design methodology and methods of data protection against the influence of the Single Effect Upset (SEU) for the space applications. Presented methodology is applied to design of non-volatile memory manager unit, which is presented in this paper. This unit is responsible for transfer data between memories and must be fault-tolerant to the SEU. To ensure high reliability the data in the memories are protected by EDAC logic.

Keywords: Memory Manager Unit, Space Design Methodology, Single Effect Upset, SEU

1 INTRODUCTION

Every object in the space is exposed to a radiation. Even microelectronic devices are not an exception and radiation can influence the functionality of the device. Single ionizing particle striking the microelectronic device can change the state of the device and it can create a free charge which can lead to logic value change inside the device. This change is commonly known as the single event upset (SEU). Effects of the SEU are especially critical for the outer space applications where the exposing to the ionized particles and radiation generally is distinctly higher than on the Earth. The SEU may alter the logic state of any static memory element (register or RAM cell) or cause transient pulses in combinatorial logic. The effect of the SEU can be reduced by using special radiation hardened (rad-hardened or rad-hard) devices. However, the influence of the SEU can never be completely reduced. Therefore, digital circuits for space applications must be designed with respect to the possible SEU.

Capacity and performance of the Field Programmable Gate Arrays (FPGAs) suitable for space applications are constantly increasing. In critical applications, the FPGAs are more being used and they are even replacing the Application Specific Integrated-Circuits (ASICs). The main advantages of using FPGA over discrete logic are decreasing the weight of the board, increasing reliability with reduced solder connections and flexibility to make modifications without board layout changes. In comparison with ASICs the design does not have to be completed a long time in advance of delivery. However, there are differences between space suitable FPGA design and commercial application design. FPGAs are generally perceived as easy to modify and correct late in the development process and the design methods are chosen respectively. This is however not true for the space flight applications where very expensive and often only one-time programmable FPGAs are in use and Hardware Description Language (HDL) rules and recommendation should be followed to minimize the costs. [1]

This paper deals with space suitable HDL design methodology and methods of data protection against the influence of the SEU. It also presents practical example of the design of non-volatile memory manager unit described in VHDL language. This unit was designed for FPGA for the space flight application.

2 DESIGN METHODOLOGY

Special rules and practices to achieve space suitable FPGA design and implementation should be used. Only space-grade (rad-hard) FPGA must be selected. These FPGAs are very expensive and in most cases, only one-time programmable. Good practice is to prototype the design with low-cost commercial-grade FPGA and to program the final space-grade FPGA once the design is tested and fully verified with a commercial-grade FPGA. However, radiation effects such as SEUs cannot be tested with commercial-grade FPGAs and it is not feasible to perform test of radiation hardness of design on space-grade FPGAs due to high price and longtime of such tests. The methods introduced in this chapter are the most common methods that are used to protect both critical and non-critical parts of design. Before the methods are applied, following points need to be considered to choose suitable protection method (or combination of methods):

1. Frequency of SEU effects appearance – analysis of radiation environment needs to be performed to establish impact of particles to design
2. Critical and non-critical parts of design - establish where special attention should be paid and where protection can be omitted
3. Set of available protection methods - choose meaningful combination of methods to be used.

2.1 TRIPLE MODULE REDUNDANCY

The most widespread method of SEU protection is to use triple module redundancy (TMR). The TMR may be applied to registers or even parts of the design. When applied to registers, each register is implemented as three flip-flops and the correct value of the register is selected by the majority of registers. The inclusion of TMR can be done directly in the HDL description. Space-grade FPGA may contain registers with built-in TMR [2] or the inclusion may be done directly by the synthesis tool without any HDL modification [3]. Implementing TMR is very simple however there is always need to do the refresh of corrupted register to correct value before any other SEU occurs. To achieve an efficient TMR protection, it requires that the refresh rate is higher than the frequency of SEUs.

2.2 CODE LEVEL CONSIDERATIONS

The most commonly used digital structure are counters. Especially critical are counters that are used as timers. When such a counter is not protected, there might be even 50% period change due to SEU. Protection of the counter can be done using TMR. For modulo counters it is necessary to check for greater or equal than (\geq) maximal value instead of equal to ($=$). When SEU happens, the counter can skip the maximal value and enter a state with no recovery. Without the protection of registers, this can lead to 100% period change due to SEU. [1]

Another challenge is the protection of Finite State Machines (FSM) against the SEU. The main issue is handling of unused states that can be entered by the SEU. Unused states are formed when there are less used states than number of all possible states given by encoding. There always must be implemented some recovery logic which moves FSM from unused state to the defined recovery state. Omitting the implementation of recovery logic may lead to dead locking of the FSM. The recovery logic of FSMs shall be usually implemented with “when others” statement in the FSM VHDL description. Designer can choose the recovery state of the FSM and even define behavior in the unused state (e.g. report SEU error of FSM). In this case, one must be careful and ensure that this logic was not removed in the synthesis as this logic may seem unnecessary to the synthesis tool. [1]

Important is also to choose appropriate encoding of the FSM. The recommended options of FSM encoding are Gray code and one-hot encoding. When SEU is critical to the FSM, one-hot encoding should be used as the SEU always means transition into unused state. The disadvantage of one-hot encoding is higher number of registers. For the Gray code encoding SEU can set the FSM into some other working state and it can be used for FSM where SEU is not critical and registers can be saved. [1]

2.3 DATA PROTECTION METHODS

The SEU can affect also memories and therefore also data in the memories must be protected. In this case TMR can be used again. However using more memories increases costs, weight and size of the board. For error detection, simple methods can be used, for example, the parity bit, checksum or Cyclic Redundancy Check (CRC). These methods are capable only of error detection. It is preferable to use Error Detection And Correction (EDAC) logic, which can detect a limited number of errors in corrupted data and often even correct them. EDAC logic works with the addition of several redundancy bits.

The widespread EDAC logic is Hamming code, which can be designed with different Hamming distances. Hamming distance between two sets of data is a number of positions where these data are different. In other words, it measures the minimum number of changes between these two sets of data. For the EDAC logic, it measures the bit error rate. In general, a code with Hamming distance k can detect $k-1$ errors. Single Error Correction (SEC) Hamming code uses several redundancy parity bits to enable correction of the data. Those bits are computed from particular data bits and are arranged such that incorrect bits produce diverse error result. The combination of errors in parity bits can identify error position in the word and data can be corrected. For example, Hamming code (15, 11) can be used - 11 data bits are protected by 4 redundancy bits. [4]

3 NON-VOLATILE MEMORY MANAGER UNIT

Almost all advanced digital circuit applications require access to data that are typically stored in external Non-Volatile Memories (NVM). Utilization of an NVM memory brings advantage of availability of data in the system right after power-up and flexibility of design even in the late phase of development with simple update of configuration stored in the external NVM.

The proposed architecture of the NVM Manager Unit is intended to autonomously load data from external NVM into an internal memory in FPGA after power on and update data in the external NVM after dedicated command from a control unit is received. Block diagram of proposed unit is shown in Figure 1. Design has been done with respect to the space flight application methodology.

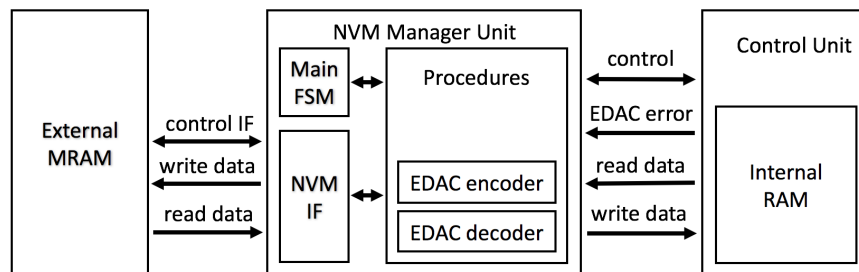


Figure 1: Block diagram of the NVM Manager Unit.

The Magnetoresistive Random Access Memory (MRAM) module MR0A08B from EVERSPIN Technologies [5] has been selected as the external non-volatile memory. The memory is organized in 131,072 words of 8 bits and offers SRAM compatible 35 ns read/write timing with unlimited

endurance. According to the manufacturer description, the MR0A08B is the ideal memory solution for applications that must permanently store and retrieve critical data and programs quickly.

The MRAM memory cells are fault-tolerant to SEUs in general, however radiation can influence the control logic in the memory or data during the manipulation in NVM manager unit. A data protection technique must be included to ensure the correctness of the data on entire data path. Error Detection And Correction (EDAC) logic was chosen to use in this case, concretely the Single-Error Correction and Double Error Detection (SEC-DED) technique [4] using Hamming code with extra parity bits (24, 18). This means that every 18-bit data word is protected by 6 redundant bits and the result (24b) is stored in the memory.

The design was divided into several parts by the function. The base part is the main finite state machine which controls other parts - procedures. All procedures are implemented as one finite state machine which controls accesses to the memories. Last finite state machine is NVM interface which is responsible for access and correct timing to the external NVM. One-hot encoding was selected for all finite state machines and unused states were treated with “when others”.

3.1 MAIN FSM

The main finite state machine controls all functionality of NVM manager unit. A part of this FSM is status register RWC which selects actual procedure to be run. FSM diagram of the main FSM is shown in Figure 2. After the reset, state of FSM is set to PWR_OFF and RWC is set to READ. When started by setting the NVM_start, FSM moves to PWR_ON state. In this state counting of 2 ms is started. After the 2 ms, NVM is powered-on and the FSM moves to START_PROC state, where counter for memory address is initialized. Next clock cycle the FSM goes to WAIT_PROC where it is waiting until all data from the external NVM are read. When read procedure finishes, FSM goes to PWR_OFF and set RWC to WRITE.

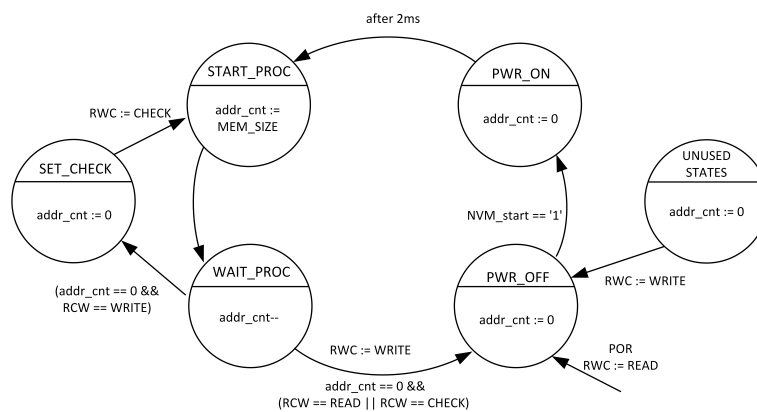


Figure 2: State diagram of the main FSM.

When main FSM has started again, now with RWC set to WRITE, processing of the FSM is similar. In state WAIT_PROC writing into the NVM is done. When writing is finished, FSM moves to state SET_CHECK and set RWC to CHECK. In state WAIT_PROC check procedure is running. CHECK procedure loads written data from the external memory and compares them to the data in internal memory. After finishing CHECK procedure, the FSM goes to PWR_OFF and set RWC to WRITE again.

3.2 PROCEDURES

As mentioned in the previous chapter, NVM manager unit contains 3 procedures: READ, WRITE and CHECK. Since only one procedure is used in the time, all procedures were implemented as one

FSM. Merging the procedures together reduces the number of state registers which reduces the probability of SEU.

The task of the **READ procedure** is reading data from the external NVM, check data in the EDAC decoder and storing encoded data into the internal memory. READ procedure is started only once after reset of the system. The word from the NVM is loaded (via NVM interface) and it is send to EDAC decoder. Decoded data are written into the internal memory. The same procedure is repeated for all data sets. Error flags are generated in case when error is detected or unused state occurs.

The task of the **WRITE procedure** is reading data from the internal memory, encoding using EDAC logic and writing to the external NVM. WRITE procedure is immediately stopped in case of EDAC error detection in internal memory. At the same time error flags are generated. Data from the internal memory are encoded in EDAC logic and encoded data are sequentially written into the NVM.

The task of the **CHECK procedure** is checking that the data written in the external NVM are the same as data in the internal memories. Data are read from both the internal and the external memory. Encoded data from external NVM are compared to the data from the internal memory. When an error in comparison or EDAC error is detected, error flags are set.

3.3 NVM INTERFACE

The NVM interface is a simple finite state machine that controls access to the external NVM and ensures the proper timing of the access. Its separation from the other parts of the design allows easy change of the external memory and therefore changing of a timing of the memory access. The direction of the NVM access is set by RWC state (write for RWC set to WRITE, read for RWC set to READ or CHECK).

4 CONCLUSION

The methodology of design for space flight applications and data protection methods were described in this paper. The architecture of the non-volatile memory manager unit for space applications was presented. This unit was designed to be fault-tolerant to SEU with high reliability. Registers was implemented with TMR protection against the SEU and for all FSMs recovery logic was defined. The EDAC logic (SEC-DED technique) was implemented to correct possible SEU in the memories. When an uncorrectable SEU happens, the error flags are issued. This unit will be verified with respect to the possible SEU and then tested in FPGA.

ACKNOWLEDGEMENT

The article was supported by project no. FEKT-S-17-3934, Utilization of novel findings in micro and nanotechnologies for complex electronic circuits and sensor applications

REFERENCES

- [1] Gaisler Research: Lessons Learned from FPGA Developments, Gaisler Research, 2002
- [2] Microsemi: RTAX-S/SL FPGAs. Microsemi.com [online]. 2017 [cit. 2017-03-10]. Available from: <https://www.microsemi.com/products/fpga-soc/radtolerant-fpgas/rtax-s-sl>
- [3] Xilinx: Xilinx TMRTTool, Xilinx, 2015
- [4] TAM, Simon. Single Error Correction and Double Error Detection, Xilinx, 2006
- [5] EVERSPIN Technologies: MR0A08 datasheet, EVERSPIN Technologies, 2015

IMAGING OF SURFACE MICROSTRUCTURES OF MATERIALS

Lukáš Novák

Doctoral Degree Programme (1), FEEC BUT

E-mail: xnovak0b@vutbr.cz

Supervised by: Pavel Šteffan

E-mail: steffan@vutbr.cz

Abstract: This paper describes functionality extension of a LIBS (Laser-Induced Breakdown Spectroscopy) device. Subject of the extension is surface microstructure imaging of materials. The first method uses illumination module. The module contains four sections, each individually controlled. Each segment can be regulated or switch on or off independently. Thanks to illumination from several angles one obtains better image of the surface. This is caused by visible change sample microstructure. The second method of surface optical detection uses collinear illumination.

Keywords: LIBS, Brightness Regulation, Microstructure, Surface, Design

1 INTRODUCTION

A device called Sci-Trace, made by AtomTrace a.s, is composed of a mobile carriage and an optical breadboard. LIBS interaction chamber is mounted on the optical breadboard [1], in which measurement processes take place. Inside the chamber there is a manipulator, a sample holder, a laser focusing system, a gas purge module, a gas extraction module, a camera, etc. Inside the carriage there is a pulse laser, a spectrometer, a pressure regulation system, a PC and control electronics. The interaction chamber is structurally designed for ultra-high vacuum and overpressure of up to 1500 mbar(a). The pulse laser shoots on a sample placed on the sample holder inside the interaction chamber. During the process, microplasma is created on the surface of the sample. As the plasma cools down, it radiates light on specific wavelengths. Using the spectrometer, these lines can be measured. Individual elements can be identified from these spectral lines. Measurement data can be further processed by AtomAnalyzer software. For control of the Sci-Trace software called AtomChamber is used. The software sends commands to control electronic. Then control electronics then distributes commands to individual modules via RS485 bus. This method was chosen for user-friendliness. The Sci-Trace uses technique called LIBS (Laser-Induced Breakdown Spectroscopy). The device uses camera for a visual over-



Figure 1: Sci-Trace device.

view and easier orientation on the sample. This camera overview requires light. In the previous version this was addressed by a fluorescent tube which was set manually. To solve this deficiency, an illumination module with brightness regulated by AtomChamber software by RS485 bus was designed.

2 PRIMARY INPUT MODULE

The primary input module is composed of printed circuit board (PCB) called segment illumination module (see Figure 3) and an illumination ring. The illumination ring (see Figure 2) utilizes LEDs divided into four separate segments. The segment illumination module is connected via control electronics with the computer. This module controls not only brightness of LEDs, but also a camera shutter. The shutter protects the camera protection from scattered laser radiation with high energy density, which can damage camera pixels. Furthermore. A connector for chamber door interlock is placed on the PCB. This interlock system checks the status of the door. When the door opens, the interlock system disables the. This is a safety feature helps to prevent eye damage from the laser.

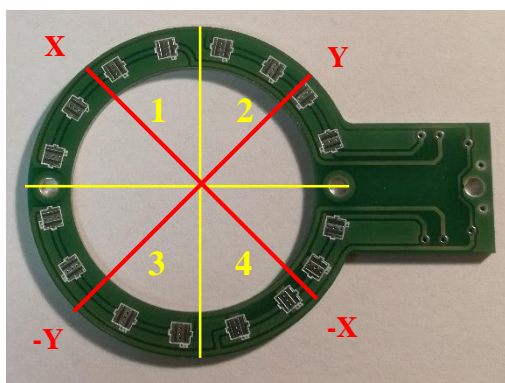


Figure 2: PCB illumination segments.

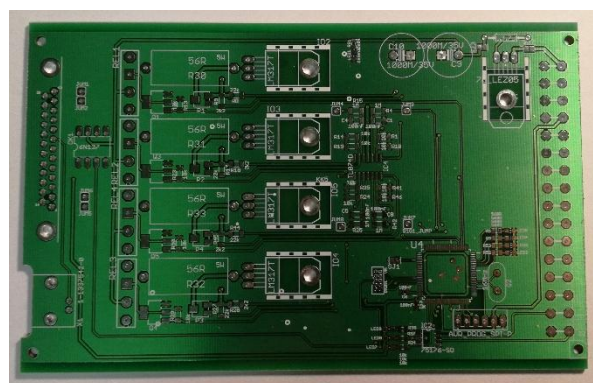


Figure 3: Primary input module.

There are total of 6 diodes on the illumination ring PCB. They are divided into four segments with 4 LEDs each (see Figure 2). The ring is mounted 45° relative to chamber axis. This orientation is chosen to illuminate samples from a direction above the chamber's X a Y axes. Individual segment's orientation relative to chamber axes are as follows.

- Segment No. 1: Sample illuminates axis X.
- Segment No. 2: Sample illuminates axis Y.
- Segment No. 3: Sample illuminates axis -Y.
- Segment No. 4: Sample illuminates axis -X.

3 SEGMENT ILLUMINATION MODULE DESIGN

Segment illumination module is designed uses ATmega2560 chip [2], because of its four 16-bits Timer/Counters (T/C). Two of the four T/C are used for digital adjustment of voltage regulator by Pulse Width Modulation (PWM) [3] [4]. In the image (Figure 4) you can see circuit diagram of the digital adjustment voltage regulator select from the schematic. The hardware PWM output pin of the microcontroller is connected to block of "Digital resistor". Inside this block there is a RC Low-pass filter and an operational amplifier. The PWM signal is transformed to the DC voltage using these components. Change of the output voltage is realized by bringing amplified DC voltage to the ADJ pin. This pin is connected to the adjustable pin of an LM317 regulator. Inside the block a resistor to shift minimum regulation voltage up to the maximum voltage (+24 V minus voltage reference of voltage regulator). This enables softer regulation of output voltage.

LEDs used are type XBDAWT-02, where typical forward voltage for one diode is 2.9 V, so for four diodes the drop voltage is 11,6 V. Cooling of the LEDs is an issue because illumination ring is placed

in the vacuum chamber. To mitigate this problem,, based on cooling tests,, resistor series is used to limit the current restriction of the LEDs. The block of “Digital resistor” is designed to regulation the adjustable pin between 9 to 22.75 V.- Minimal voltage was chosen smaller than the drop voltage for full regulation LEDs. The resistor is then connected to a polymeric fuse and a relay switch. The polymeric fuse is used for short-circuit protection and the relay switch is used to fully disconnect LEDs when the illumination ring is being replaced. Mechanically, the illumination ring is designed with bayonet system to change lenses without turning off of the electronics. The “Digital resistor” block can be replaced by a simple potentiometer with series resistor. This method of regulation is used due to its user-friendliness.

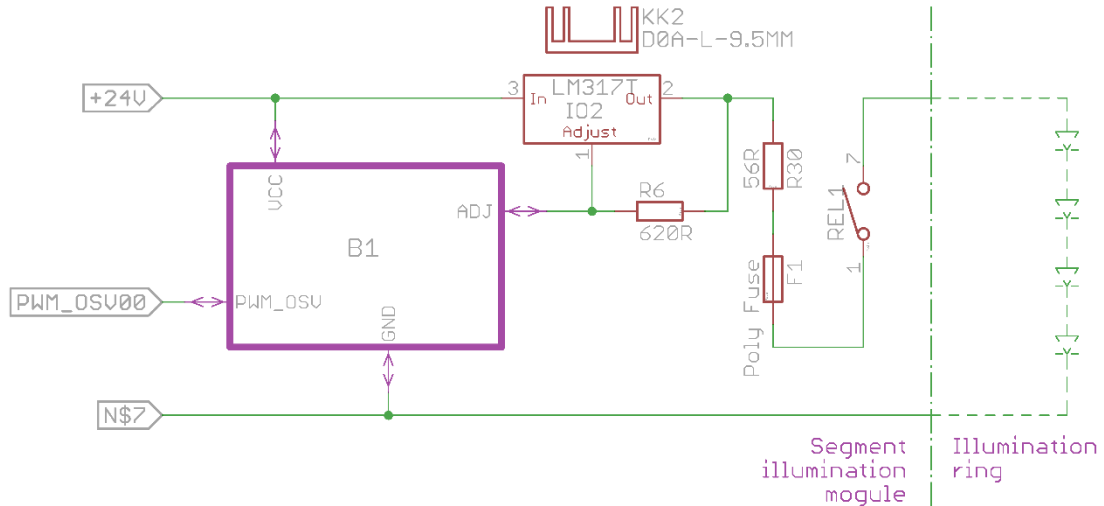


Figure 4: Schematic of one illumination segment.

The third 16-bits C/T is needed for servo motor PWM control. This motor controls the shutter. The last C/T is used for the internal counter of the RS485 bus.

The second method of the sample illumination uses a collinear illumination. This module is designed as a simple PCB with one LED of the same type as in the segment illumination. This PCB is mounted outside the interaction chamber on the camera assembly (primary input). LED regulation is performed by an external adjustable voltage source.

Some of the LIBS experiments are performed in vacuum. This poses a challenge in the LED cooling. One of the solutions is a use of uncovered copper clad on the other side of the illumination ring. Thermal grease is applied between the aluminium heat sink and the copper clad. The second solution is software limitation of PWM output. Another problem of the illumination ring is light reflected from the sample. This can be a problem for biological samples [5]. The collinear illumination method eliminates problems with warming of samples because the light source is located in a larger distance.

4 OPTICAL SEGMENT TEST

The first imaging test was performed with four segment illumination. An aluminium sample with crater from the experiments was used for the test. One of the bigger craters was chosen for the test. In the pictures, we can see the crater in the middle of the view. The crater was illuminated successively from all sides. First, the sample was illuminated from the X axis (see **Chyba! Nenalezen zdroj odkazů.a**). In this configuration we can see distorted microstructure of a crater, where outline circle is forming a little hole and subsequently goes to a little hill. If we look at the sample view in the electron microscope, this distortion is missing. In further tests switch on individual segments axis by axis: -X (see **Chyba! Nenalezen zdroj odkazů.b**), Y (see **Chyba! Nenalezen zdroj odkazů.5d**) and -Y (see **Chyba! Nenalezen zdroj odkazů.5c**). When we compare all the segments, we can see

two and two similar structures. The last image is shows sample with all segments turned on at once (see Figure 6). In the picture, we can see once again different structure of the sample surface.

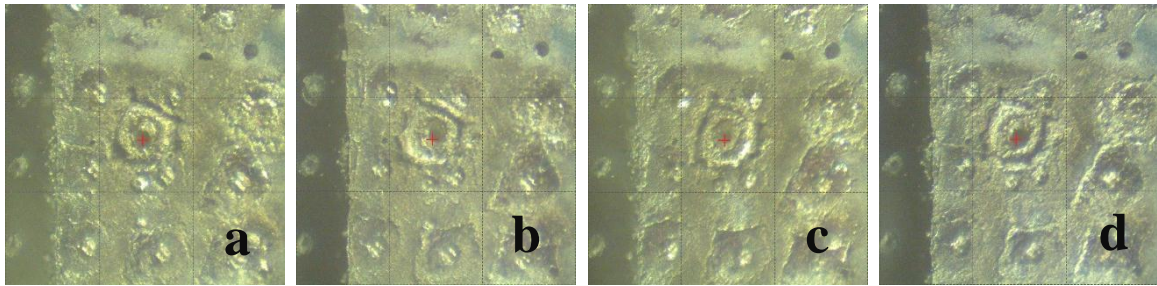


Figure 5: a - Illumination of segment 1, b - Illumination of segment 4, c - Illumination of segment 3. d – Illumination of segment 2.

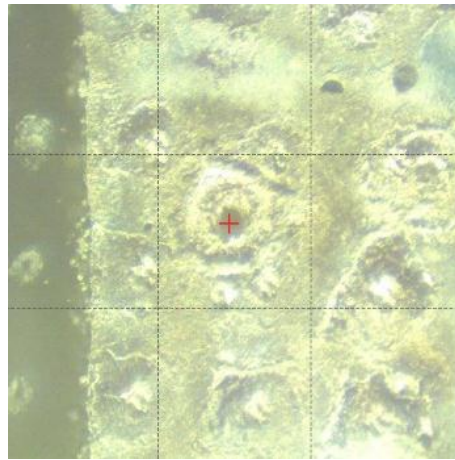


Figure 6: Turn on all segments.

The last test compared collinear and four segments illumination. It is evident that using four segments illumination (see Figure 7) renders defocused sample (in this case a PCB) but we can see shadows created by the edges. When using the collinear illumination (see Figure 8), the sample is in focus and we can see microstructure better. Unfortunately, if we want to measure depth of the copper clad, or depth of the crater, we encounter a problem. Light reflects into all direction and eliminates shadows. When using four segments illumination, we can theoretically calculate the depth of the crater from LED light angle and size of the shadow created by the edge. In essence, collinear illumination is better for materials with reflective surface and the four segments illumination is better for detection of structure viewed from different directions.

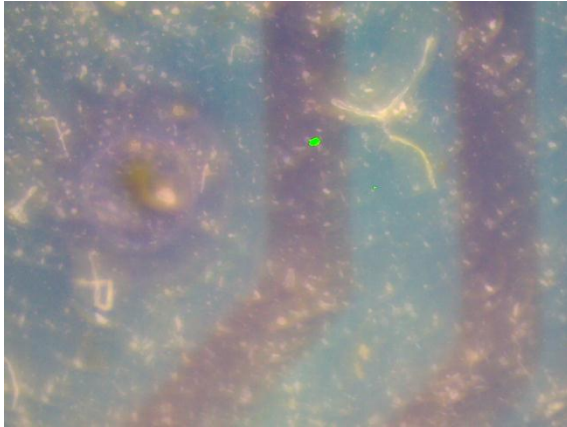


Figure 7: Segments illumination.

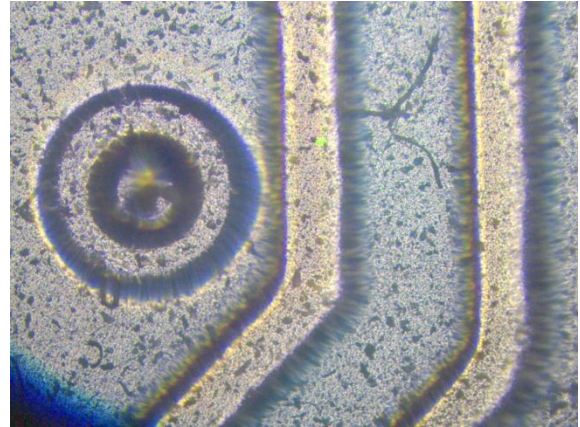


Figure 8: Collinear illumination.

5 CONCLUSION

In this paper description of four segments illumination, divided into the illumination ring and primary input module, was provided. The setting of LEDs brightness can be changed by software communication. Hardware change of LEDs brightness is performed by PWM digital settings on HW pin of the microcontroller. Voltage regulator is regulated by PWM signal. The design features short-circuit protection. The design is intended for a view of the surface microstructure of samples in the Sci-Trace device. The design enables illumination of the sample from several directions. Furthermore, a method of collinear illumination was described and compared with the segment illumination. The methods were compared on an aluminium sample with a crater.

ACKNOWLEDGEMENT

The article was supported by project No. FEKT-S-17-3934 Utilization of novel findings in micro and nanotechnologies for complex electronic circuits and sensor applications. I would like to thank Zdeněk Hrabal for providing pictures of four segments and collinear illumination of the PCB.

REFERENCES

- [1] J. Novotný, M. Brada, M. Petrilak, D. Prochazka, K. Novotný, A. Hrdlička, and J. Kaiser, “A versatile interaction chamber for laser-based spectroscopic applications, with the emphasis on Laser-Induced Breakdown Spectroscopy”, *Spectrochimica Acta Part B: Atomic Spectroscopy*, vol. 101, no. 1, pp. 149-154, 2014.
- [2] “Datasheet Atmega2560”, Atmel corporation, 2017. [Online]. Available: http://www.atmel.com/Images/Atmel-2549-8-bit-AVR-Microcontroller-ATmega640-1280-1281-2560-2561_datasheet.pdf. [Accessed: 15-Mar.-2017].
- [3] “Control an LM317T with a PWM signal”, EDN Network, 2011. [Online]. Available: <http://www.edn.com/design/analog/4363990/Control-an-LM317T-with-a-PWM-signal>. [Accessed: 15-Mar.-2017].
- [4] “LM317: 3-Terminal adjustable regulation”, Texas Instrument, 2017. [Online]. Available: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm317.pdf>. [Accessed: 30-Mar.-2017].
- [5] P. Pořízka, P. Prochazková, D. Prochazka, L. Sládková, J. Novotný, M. Petrilak, M. Brada, O. Samek, Z. Pilát, P. Zemánek, V. Adam, R. Kizek, K. Novotný, and J. Kaiser, “Algal Biomass Analysis by Laser-Based Analytical Techniques—A Review”, *Sensors*, vol. 14, no. 9, pp. 17725-17752, 2014.

THE ANALYSIS OF CERAMIC RESISTOR ARRAYS IN SMT

Václav Novotný, Radek Vala

Doctoral Degree Programme (3), FEEC BUT

E-mail: novotny.vaclav@azd.cz, radek.vala@sanmina.com

Supervised by: Josef Šandera

E-mail: sandera@feec.vutbr.cz

Abstract: This paper is focused on the area of current electrical manufactory in conjunction with possibilities of computer analysis and monitoring psychical phenomena by computing systems. There are also described processes of preparation and manufactory of testing boards for evaluation of reliability of solder joints on specific microelectronic part which has its place in contemporary electronic production and subsequent analysis of physical processes on these boards under condition of thermal cycling in thermal chamber and their influences on overall reliability of the entire component. For purposes of analysis were chosen SMD resistor arrays in configuration 8x0603 which were soldered on typical substrate FR-4 by SAC305 solder. These soldered resistor arrays are also modeled in Solidworks and analyzed by ANSYS. The results achieved by experimental measurement are complemented by simulations of models.

Keywords: Resistor, Arrays, Solder, Joint, Reliability, SAC305, ANSYS, Cycling

1. INTRODUCTION

The Reliability of soldered joints is one of the areas of microelectronic manufactory and its importance and significance is gradually increasing because processes become more complex and it brings groups of new demands on fast, accurate and correct definition of each parameter of production process. The fact of increasing of complexity of technological process is given especially by very rapid development in the area of microelectronic manufactory, new technologies and requirements for high level of miniaturization in some application areas [1]. These facts is need to get in conjunction with the end cost of the manufacturing process and new challenges around environmental improvements which lead to greener manufactory and it can be often in conflict with the previous factors. The most significant and visible in this area is effort to replace hazardous substances or at least reduce their share in the complete product if this is possible. Furthermore, it is a necessity to reduce demands on the energy which is consumed in the production process. These requirements are applied and implemented in two European standards which have huge impact on industrial production. First standard is called RoHS (Restriction of Hazardous Substance) and it has main aim which is substitution or limitation of toxic materials from manufactory. Furthermore, it is standard WEEE (Waste Electrical and Electronic Equipment) where the goal is add and increase for effectiveness about disposal and recycling of all types of waste from manufactory [2]. In the electrical production is currently in solving the reliability of new types solder pastes because reliable solder Sn63Pb37 was eliminated from the process due toxic lead. Among the substitutes include mainly lead-free solder paste SAC305 which is very similar to eutectic solder and it is possible to consider this solder as reliable because were obtained a lot of information about her reliability [3]. The reliability of SAC305 is still good and useful to watch for obtain of large data set and it is appropriate to introduce simultaneously computer analysis because it reduces costs during tests of new types of solders and processes to manufactory and it is certain that it is needed because SAC305 is not solder only with advantages and the results of experiments about the reliability of computer analysis will be useful also for other types of solder pastes in the next future.

2. PREPARATION OF TESTING BOARDS FOR ANALYSIS

The evaluation of reliability is usually performed by using of different kinds of testing methods which includes thermal cycling in the thermal chamber or some vibration tests. The main subject of testing are soldered joints on ceramic resistor arrays in configuration 8x0603. There is some need for miniaturization on current printed circuit boards because it is necessary to produce compact products and these packages offer some saving of space on PCB. The saving of space can be about 30 % in comparison with using of eight classic SMD 0603 resistors. This fact is shown on figure (1).

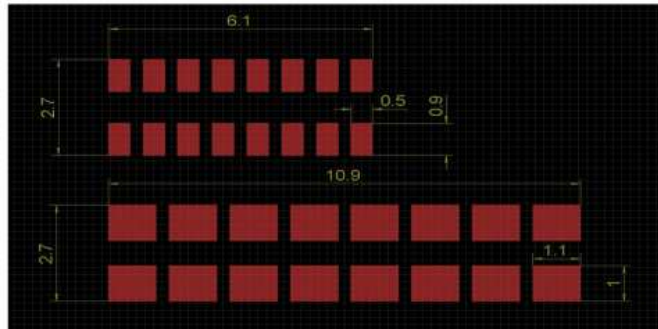


Figure 1: Comparison of solder pads for classic SMD 0603 part and pads for resistor arrays

Other advantage of choice of these parts is their relatively large size of ceramic package of resistor arrays and it is good feature for experiments because advanced microelectronic components are often made from ceramic materials or contains some share of ceramic materials and it can be problematic in conjunction with typical FR-4 substrate. There are many factors which can be negative for overall reliability of soldered connection. The main problem can be especially different coefficients of thermal expansion and it leads to increasing of stress in solder joint under condition of thermal cycling in thermal chamber. There were prepared about 35 same samples of boards for testing and ever board includes two resistor arrays. It means that there is available about 70 resistor arrays for evaluation of reliability of solder joints. It is sufficient number of samples according to standard IPC-9701A where is prescribed about 35 samples. Temperature profile for soldering in vapors is shown on figure (2a) and soldered test board on figure (2b). The FR-4 substrate is type Isola DE104 [4], thickness of cooper pads about 18 μm and pads are protected by lead-free HAL. The resistor arrays were soldered by vapor soldering in chamber Asscon Quicky 300 and there was used SAC305 solder paste Indium 8.9HF [5].

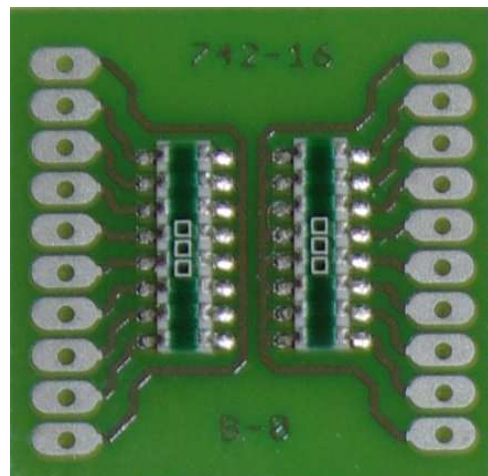
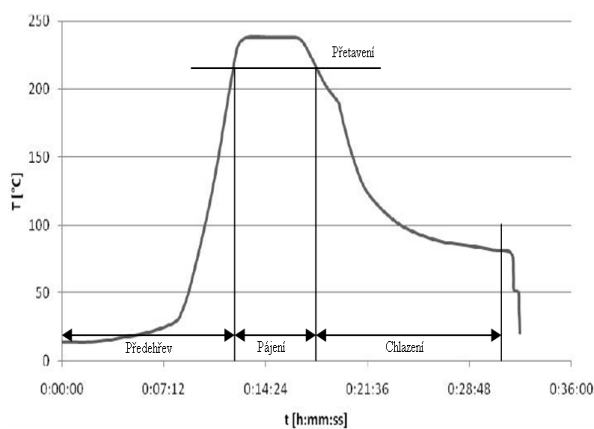


Figure 2: (a) Temperature profile for soldering by vapors (b) Assembled test board with soldered resistor arrays

3. PROCESS OF CREATION OF MODEL FOR SIMULATION PURPOSES

The models for simulation of reliability of resistor arrays were created exactly according to their real pattern. The complete model is composed from ceramic resistor array, FR-4 substrate, cooper pads and solder joints. Furthermore there are included some intermetallic layers for more precise simulations. It is common that there are created two types of intermetallic layers. One type of intermetallic layer is between cooper solder pad and solder joint which is composed from SAC305 and typical compound of intermetallic layer is Cu_6Sn_5 [6]. Other type of intermetallic layer is on the interface of ceramic resistor array and solder joint and in this case it is Ni_3Sn_4 . It is because surfaces of pads for soldering on ceramic arrays are made from nickel and there is created compound Ni_3Sn_4 during interaction with solder paste SAC305 [7]. The models of ceramic resistor arrays and complete model with FR-4 are shown on figure (3).

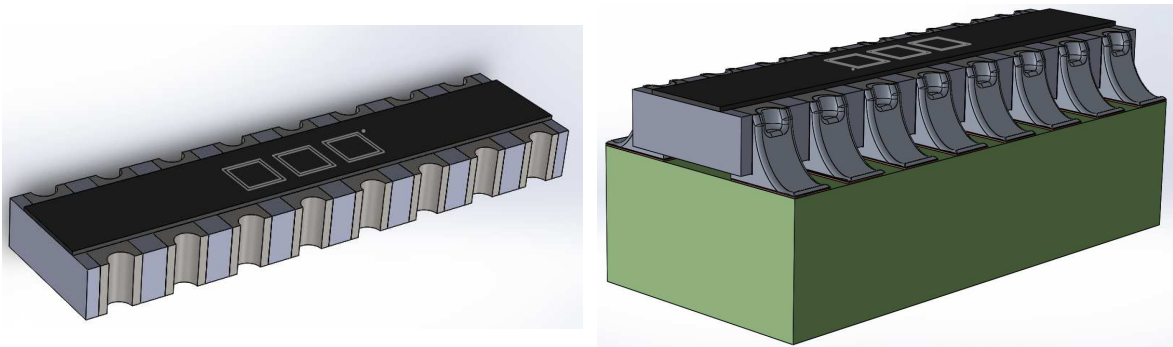


Figure 3: Solidworks – (a) model of ceramic resistor array (b) complete model of ceramic resistor array with FR-4 substrate

The hardest part of creating of model is to draw model of solder joint and to capture right angle of wetting, because there are very complex shapes. The best methods is to make some microsections of testing boards and it offers precise view on the solder joint. In this case there were used some images from ERSA microscope for initial simulations because it is very fast and simple method. The method of preparation of microsection will use for other experiments in future and for refinement for actual simulations. The example of image from ERSA microscope is shown on figure (4a) and the detail of model of solder joint on figure (4b).

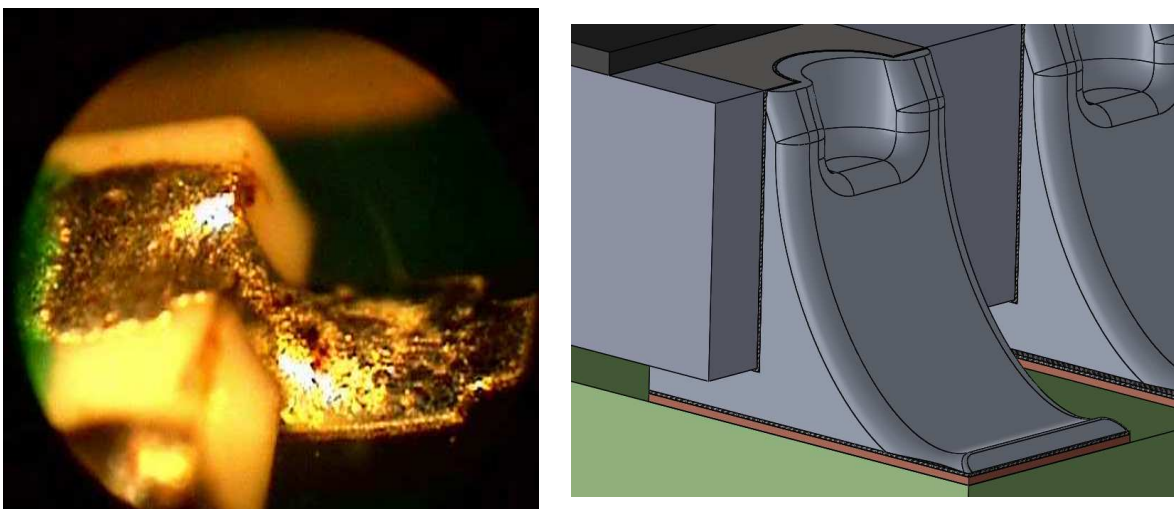


Figure 4: (a) Detail of solder joint on ceramic resistor arrays achieved by ERSA microscope (b) Created model of solder joint by his pattern from ERSA

4. THE RESULTS OF PRACTICAL EXPERIMENTS AND SIMULATIONS

Temperature cycling was performed due to standard IPC-9701A [8] and for purposes of cycling was chosen temperature chamber CTS T-40/25 and there was used cycling profile which is shown on figure (5). Selected profile is in category of automotive and closely for area of underhood in the car. This profile has temperature range from -30 °C to 120 °C with 30 minutes of dwell time on maximal and minimal temperature. There is supposed for experiments that will be achieved about 4000 cycles in the case of same solder SAC305 and same cycling profile. This paper presents results after 2000 cycles because the experiment is still in progress. One of the test boards after 2000 cycles is shown on figure (5b).

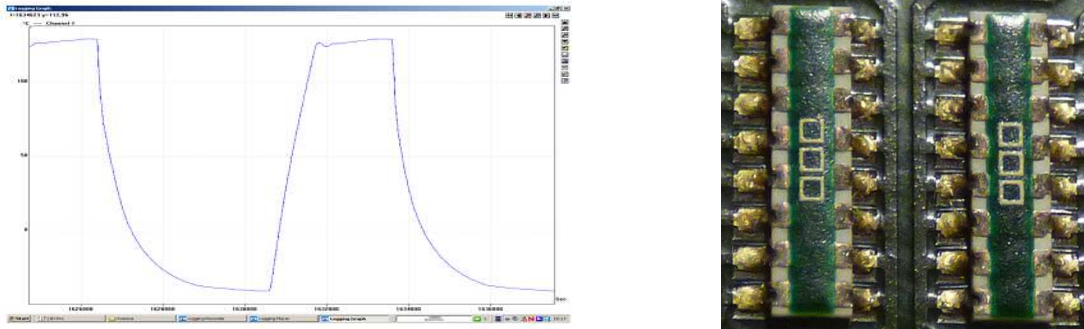


Figure 5: (a) The selected temperature profile for cycling of test boards (b) One of the test boards after 2000 cycles

There is major assumption for experiments that lowest reliability of solder joints on ceramic packages will be in area of corners of packages because there is the highest level of stress due to different thermal coefficients of expansion of FR-4 substrate and ceramic resistor array [9]. The assumption of the lowest level of stress is about center of ceramic package. All of these assumptions have been confirmed by experimental measurements in temperature chamber and in this paper are introduced results achieved after 2000 cycles. The results shows that first failures of solder joints start on corners of resistor array. This is shown on figure (6a). There are soldered joints on one side of resistor array from number one to eight and the reliability of soldered joints increases toward the center of package. There are not values in the area of A4 solder joints because it was completely without failures to 2000 cycles. The results obtained by practical measurements were also confirmed by simulations in ANSYS. Figure (6b) achieved from ANSYS shows that the highest level of stress is on the first solder joint and gradually decreases towards center.

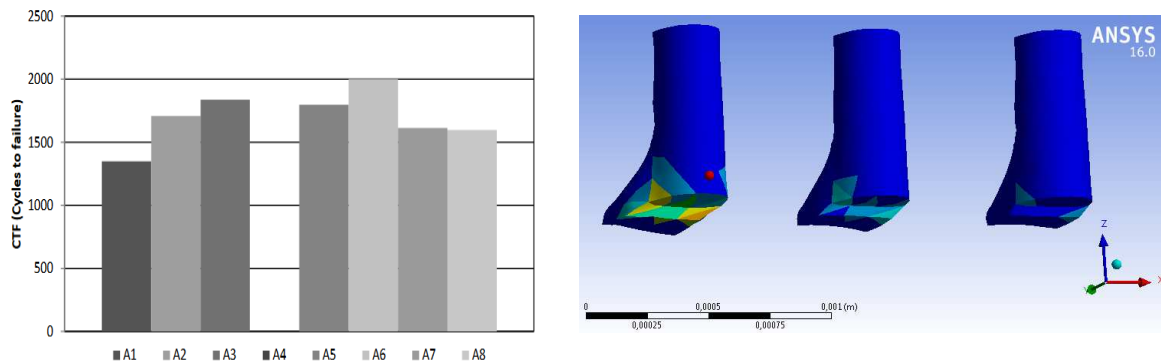


Figure 6: (a) Number of cycles to failure of solder joints according to area of location of solder joint (b) Thermal-Structural simulation of resistor array under condition of thermal cycling

CONCLUSION

Article provides theoretical information about the area of reliability of solder joints on ceramic resistor arrays and possible reasons for application in surface mount assembly. There were also made test boards with resistor arrays in the experiment and were compared with results achieved by simulations in ANSYS. There was assumption that ceramic resistor arrays can contain some problematic areas and it was confirmed by practical measurements and simulations in ANSYS. The results show that lower reliability of solder joints is in the corners of ceramic package of resistor array and there were identified first fractures in solder joints about 1400 cycles in comparison with center of package, where first failures were identified about 2000 cycles and further. These results were also in conjunction with ANSYS simulations. Solder joints with other types of solder pastes will be further investigated in thermal cycling chamber.

ACKNOWLEDGEMENT

Funding for this research was obtained through grant project FEKT-S-17-3934 "Utilization of novel findings in micro and nanotechnologies for complex electronic circuits and sensor applications".

REFERENCES

- [1] ŠANDERA, J. 2010. *Technology and reliability of solder connection electronic modules and components [i.e. components] in surface mount assembly: short version of habilitation thesis*. Brno: VUTIUM. ISBN 978-80-214-4221-4.
- [2] ENGELMAIER, W. 1989. *Surface Mount Solder Joint Long-term Reliability: Design, Testing, Prediction*. In: . AT&T Bell Laboratories, Whippany, New Jersey, USA: MCB UP Ltd, s. 9. DOI: <http://dx.doi.org/10.1108/eb037660>. ISSN 0954-0911.
- [3] ŠVECOVÁ, O. 2012. *Reliability of lead-free solders and the selected methods to estimate its lifetime*. Brno. Doctoral thesis. Brno University of Technology, Faculty of Electrical Engineering and Communication. Supervisor of doctoral thesis Doc. Ing. Josef Šandera, PhD.
- [4] *Isola DE104 Laminate* [online]. Isola corp. Dostupné z: <http://www.isola-group.com/wp-content/uploads/2013/04/DE104-Laminate-and-Prepreg-Data-Sheet-Isola.pdf>
- [5] *Indium8.9HF Pb-Free Solder Paste: Product datasheet* [online]. 2014. Indium Corporation [cit. 2016-03-02]. Available from: <http://www.indium.com/>
- [6] PUTTLITZ, Karl J a Kathleen A STALTER. *Handbook of lead-free solder technology for microelectronic assemblies: a special issue of Journal of Materials Science: Materials in Electronics*. New York: Marcel Dekker, 2007, xi, 1026 p. Mechanical engineering (Marcel Dekker, Inc.), 170. ISBN 08-247-4870-0.
- [7] SANAPALA, R. *Characterization of FR-4 Printed Circuit Board Laminates Before and After Exposure to Lead-free Soldering Conditions*. ProQuest, 2008. [cit. 2014-04-17]. 75s. ISBN 054966193X, 9780549661931
- [8] IPC-9701. *Performance Test Methods and Qualification Requirements for Surface Mount Solder Attachments*. Northbrook, Illinois, 2002.
- [9] ŠANDERA, Josef. *Měření termomechanické spolehlivosti pájených spojů*. [online]. [cit. 2014-04-24]. Dostupné z: <http://www.smtplus.cz/pdf/termomechspolspoju.pdf>

THE TECHNOLOGY OF CERAMIC PACKAGES

Josef Skácel

Doctoral Degree Programme (2), FEEC BUT

E-mail: xskace09@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Ivan Szendiuch

E-mail: szend@feec.vutbr.cz

Abstract: This paper deals with the technology of ceramic packages. The first part is about ceramic in general. The next part is focused on used material Nabaltec and advantages of this type of technology i.e. ceramic powder pressing followed by the milling of the pressed ceramic and shows disadvantages of this technology step. The inspection was done by SEM pictures and shows the difference between sintered and unsintered ceramic. The last part is a simulation with 120mW power load and shows temperature distribution on the ceramic package compared with mold compound as the packaging material.

Keywords: ceramic, packaging, sintering, simulation

1 INTRODUCTION

The ceramic material is one of the oldest material used by mankind. But this material can offer many uses in nowadays. In the electronics industry, the most required attribute is reliability. In the sphere of the military or medical industry is necessary used high-reliability material not like in common electronics. The main requirements are hermeticity, toughness, dielectric properties, and acid resistance. This attribute is fulfilled by the ceramic which have extraordinary properties. For this research, it was chosen a corundum ceramic. The corundum ceramic is the second toughest mineral and has good properties for packaging (chemical resistance, hermetic and high-frequency use).



Figure 1: Corundum powder and sintered parts [1]

For purpose of this paper was chosen Nabaltec 9620F corundum powder figure 1. This material is from 96% Al_2O_3 powder and 4% additives which are evaporated during sintering. The technology of ceramic packaging is a sophisticated process. The main issue of sintering ceramic is shrinkage, which is approximately 10 – 20% of the volume. The main types creation of ceramic package are ceramic mold casting, ceramic powder pressing, and the last one is high temperature co-fired sheets. This paper is focused on the second one technology ceramic powder pressing. This technol-

ogy consists of two parts which are powder pressing and sintering. The main problem is the price of tools for pressing. And it's difficult pressing complicated structure. The easiest way is pressing round or rectangular shape and then machined by milling cutter and get required shape. [2,3]

The sintering is sophisticated process due to the melting point of corundum is 2044 °C. The principle of the sintering is melting the edge of corundum granule not all volume of granule but only the edges and combine these granules in all volume. Due to this technology sintering is possible at a lower temperature than the melting point is. The highest temperature used for the sintering was 1650 °C. The producer of this ceramic powder recommended sintering profile about (17–36) hours long.

2 EXPERIMENTAL PART

The first part of experimental work was set new sintering profile for a smaller amount of powder ceramic volume. For testing is necessary to create samples. For our purpose was created 20 samples. For verification was used many types of samples with different weight and shape for testing sintering profile. It is necessary to realize many types of shape and weight and find applicable window. This profile is useful for ceramic with weight up to 20g and 40mm diameter. The important part of the testing was powder pressing. The producer recommendation is 100MPa for the best sintering. For testing was creates two round shape with 10 mm and 40 mm diameter.

After pressing it was necessary to mill the samples to final shape. The pressing tools are very expensive and it is the cheaper pressed simple shape and milled to final shape like package for IC's. Milling brittle material is difficult and success was 85%. The left samples were damaged. The consistency of pressed samples was as chalk. The figure 2a shows milled package with 6 x 5 x 1 mm dimension.

The figure 2b shows unsintered milled package. The edges are much damaged but it does not defect. The figure 2c shows sintered package and damaged edges are in good condition. The sintering process repairs small defect in the creation of package by milling. The milling is not a good part of this technology and it necessary for better and precisely package used another technology to get the appropriate package.

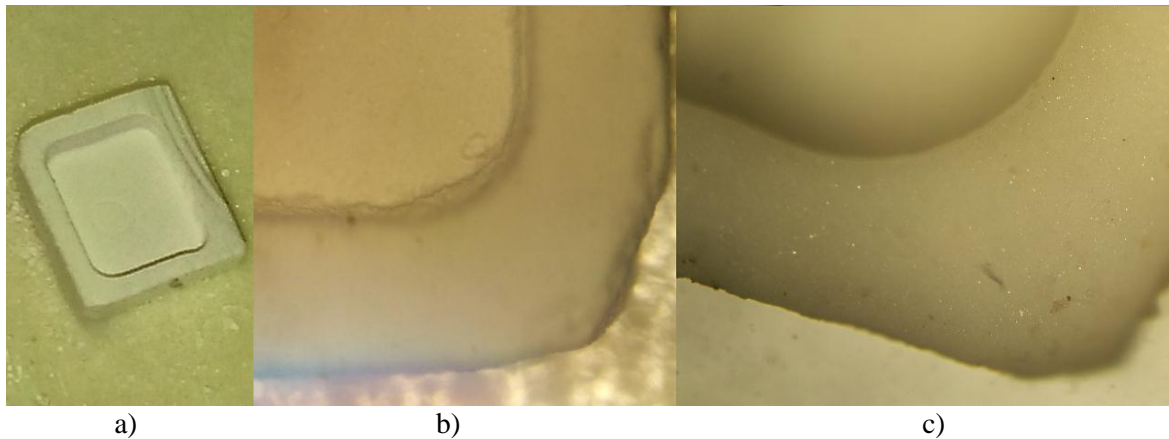


Figure 2: a) Pressed package b) Detail of milled package c) Detail of sintered package

The sintering profile set by the producer is for large production and high amount of volume. The first part was set sintering profile for a small volume of corundum ceramic and get shorter sintering time. For sintering was used furnace ST 1700MX shows figure 3a. The sintering profile was (22 – 300) °C in ten minutes. This part is the most important due to evaporating additives. When this period is too short and additives are not evaporated, the ceramic can crack. The second part is 10 minutes hold at this temperature. The next part is (300 – 1600) °C in 130 minutes and holds on

temperature 1600 °C for 30 minutes. The last part and the longest is cooling. The ceramic must be cooled by slow temperature gradient about 60 °C per 50 minutes.

After sintering it is difficult to test the quality of sintered ceramic. For the purpose of this paper, we used scanning electron microscope (SEM). This type of inspection is accurate for divide good or bad sintering. Figure 3a, b shows a picture from SEM, figure 3b is unsintered ceramic and it is possible to see sharp edges between granulates. Figure 3c shows a picture of sintered ceramic and edges of corundum granulate are sintered well.

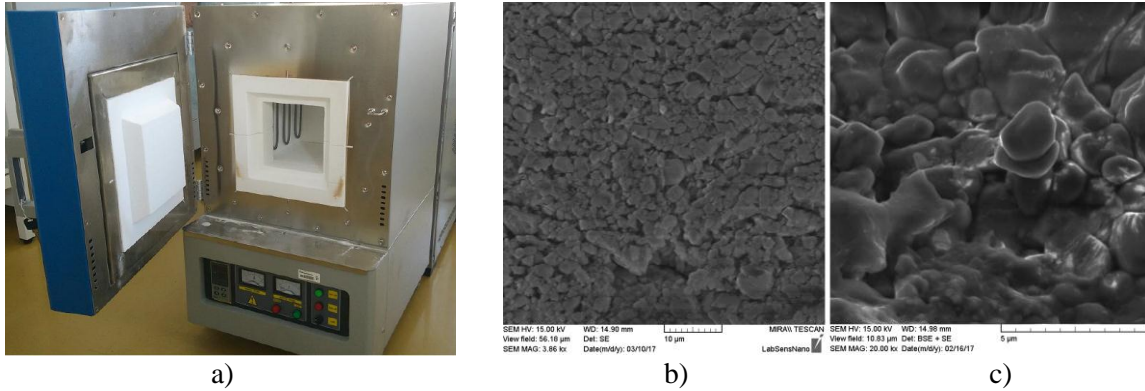


Figure 3: a) Furnace ST 1700MX, b) unsintered corundum powder, c) sintered corundum powder



Figure 4: Chamber of furnace after sintering

The figure 4 shows chamber of furnace after sintering. It can be seen that the ceramic substrate as underlay it wasn't right choice. The ceramic substrate was bended and some of packages was stick to the substrate.

The last experimental part was set to power load of the package. For this purpose, was used ANSYS Workbench 16.1. The steady-state thermal simulation was performed to obtain a result. The package was set as Alumina 96% with $3684,2 \text{ kg.m}^{-3}$ density, $8,1 \times 10^{-6}$ coefficient of thermal expansion, young modulus $3 \times 10^{11} \text{ Pa}$, 0,2093 Poisson's ratios, $1,72 \times 10^{11} \text{ Pa}$ bulk modulus, $1,21 \times 10^{11}$

Pa shear modulus, $25 \text{ W}\cdot\text{m}^{-1}\cdot\text{C}^{-1}$ and specific heat was $880 \text{ J}\cdot\text{kg}^{-1}\cdot\text{C}^{-1}$. Figure 5 shows temperature distribution with 120mW power load. It can be seen that temperature on the chip is $82,139 \text{ }^\circ\text{C}$ and on the surface of the package is $80 \text{ }^\circ\text{C}$. The difference between temperatures through the package is $2,139 \text{ }^\circ\text{C}$.

Another simulation was done with difference material. The package was set as mold compound as the common package material. The temperature in the chip was $116,46 \text{ }^\circ\text{C}$ and at the bottom of the package was $60,509 \text{ }^\circ\text{C}$. The difference was $55,951 \text{ }^\circ\text{C}$ through the package. These simulations show how high thermal conductivity of corundum ceramic is and how important this attribute is for packaging.

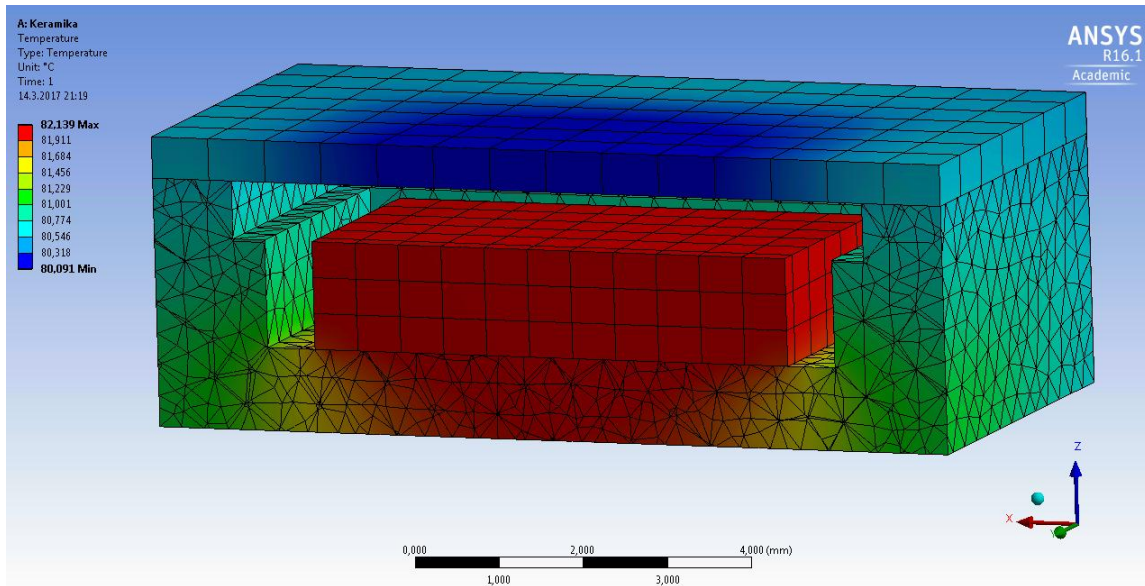


Figure 5: Temperature distribution with 120mW power load.

3 CONCLUSION

This paper shows technology of ceramic packaging and describes advantages and disadvantages of this technology. The experimental part consists of setting new sintering profile suitable for a smaller package and lower amount of volume.

The next part is dedicated to describing disadvantage of milling the pressed ceramic. In this step it will be better to replace with difference technology or to use better pressing tool with final shape. The inspection is necessary for ceramic sintering. The figure 2b and 2c show main difference between sintered and unsintered ceramic powder. This technology is very difficult and is not yet ready to high production. This area will be part of the following research.

ACKNOWLEDGEMENT

The article was supported by project no. FEKT-S-17-3934 Utilization of novel findings in micro and nanotechnologies for complex electronic circuits and sensor applications. Big thanks to Lapp Insulators – Alumina for Nabaltec ceramic powder. The research described in this paper was also financed by Czech Ministry of Education in the frame of National Sustainability Pro-gram under grant LO1401. For research, the infrastructure of the SIX Center was used.

REFERENCES

- [1] GRANALOX ® Ceramic Bodies. 2016. In: Nabaltec [online]. Nabaltec. Available at:http://www.nabaltec.de/download/produkte/Granalox_NM96xx_Datasheet_EN.PDF
- [2] KOSTYTSYN, M. A., D. S. MURATOV, D. V. LYSOV, K. O. CHUPRUNOV, A. G. YU-DIN and D. V. LEYBO. 2016. Corundum ceramic materials modified with silica nanoparticles: structure and mechanical properties. *IOP Conference Series: Materials Science and Engineering*. 112, 012010-.
- [3] Jow-Lay Huang and Pramoda Nayak (2011). Processing and Characterization of Alumina/Chromium Carbide Ceramic Nanocomposite, *Advances in Nanocomposite Technology*, Dr. Abbass Hashim (Ed.), ISBN: 978-953-307-347-7, InTech, Available from <http://www.intechopen.com/books/advances-in-nanocompositetechnology/processing-and-characterization-of-alumina-chromium-carbide-ceramic-nanocomposite>

INVESTIGATION OF INFLUENCE NITROGEN ATMOSPHERE ON THE SPREADABILITY AND RELIABILITY OF SOLDER JOINTS

Martin Vala

Doctoral Degree Programme (1), FEEC BUT

E-mail: xvalam02@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Ivan Szendiuch

E-mail: szend@feec.vutbr.cz

Abstract: This article examines the impact of nitrogen atmosphere on the quality of the solder joint. For tests were used two lead-free solder pastes, specifically SAC305 and SN100C. These pastes were printed on a substrate FR4 with ENIG finish with semiautomatic devices. For reflow of paste was used specially modified desiccator. This device has hot plate with the cooling system. This system is active after reflow. In this device, it was possible to create around the solder paste a nitrogen atmosphere having defined content of residual oxygen. This experiment determined the most appropriate concentration of the protective gas atmosphere to obtain the greatest wettability and spreadability of paste, which is a prerequisite for a good solder joint.

Keywords: Solder reflow, nitrogen, modified atmosphere, lead – free, quality of the solder joint, temperature profile.

1 INTRODUCTION

In the electrical production was introduced environmental measures, which are governed by EN ISO 9453, RoHS and WEEE. These measures are to ensure waste reduction, recycling of electrical products and especially limit the use of hazardous materials and heavy metals in electrical engineering, which includes also long used lead. Therefore, it had to start using lead-free solder alloy known as "Pb-free" or "Lead-free". This change occurred in a number of problems and changes in the process of soldering e.g. temperature rise when soldering, modification of materials and different structure of solder joints. These changes affect the reliability and lifetime of the solder joint and the entire electrical product.

To the soldering process, therefore, began to introduce a nitrogen atmosphere, which affects the quality of the soldered joints, which is increasingly important in connection with decreasing size of soldering area. Therefore, it is necessary to lead-free alloys tested to be able to predict the reliability and quality of the soldered joints and the whole device.

2 INERT NITROGEN ATMOSPHERE AND OXIDATION IN THE SOLDERING PROCESS

Reflow solder in a protective atmosphere of nitrogen is an important technological operation in surface mounting of components. In principle, it is a solder reflow in a nitrogen atmosphere, but the solder reflow without oxygen. The molten solder in the presence of oxygen forms oxides, which decreases solderability. By reducing the oxygen concentration surrounding the soldering joint reduces the oxidation of molten solder. [1] [2]

Other parameters that affect the speed and amount of oxidation temperature, the size of the surface areas and the applied flux. The large influence of temperature, which is directly related to oxidation. Higher temperatures mean a faster pace of oxidation. It is, therefore, important to drag solder paste at the lowest possible temperature. [3]

Conventional technology of heating as compared with the IR heater is able to maintain stability a uniform temperature over the whole surface of the PCB. Therefore, when using this technology, we can reduce the maximum temperature and thus reduce the quantity of oxidation. For technologies that use the IR heating, the temperature is affected by the size, surface and color components, it is preferable to convection technology to these properties is not dependent. [3]

The surface also affects the oxidation. The larger surface area means more space for oxidation (see Figure 1). Nowadays the trend is the miniaturization of components. Therefore, the shrinking distance between components leads. So even particles of tin in solder pastes must shrink in order to achieve a defined printing paste. As with solder particles smaller, thus increasing the ratio of surface area to volume of the particles. [3]

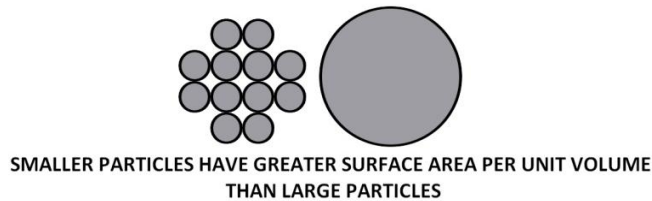


Figure 1: Surface of soldering particles [3]

3 DESCRIPTION AND MEASUREMENT OF SAMPLES

The test used 70 pieces of samples of conventional FR-4 substrates with ENIG. The sample had a dimension of 25 x 25 mm and was cleaned with isopropyl alcohol. On the sample was printed motive with four circular and five circular dots over stainless steel template with thickness 150 microns. Four circular dots have 3 mm diameter, and five circular dots has a diameter of 1 mm (see Figure 2). Each circular dot on the sample was assigned a designation, in order to determine a specific spreadability after reflow. For printing solder paste was used SAC305 and SN100C. [4]

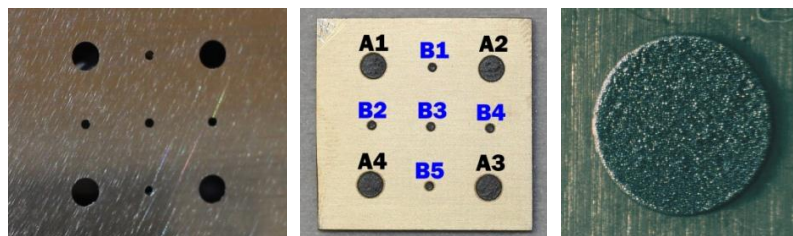


Figure 2: Stainless steel template (left), printed testing sample (middle), detail of printed dot (right)

It was measured 8 atmospheres for SAC305 solder paste and 6 atmospheres for SN100C paste. Each of the measured atmospheres was melted five samples. Using a microscope and a camera was measured the dimension of each dot. Dots were measured after printing (see Figure 3 A) and after reflow (see Figure 3 B). It measured the diameter of the x-axis and y, as you can see in Figure 3. The data is needed to calculate coefficient K1 and K2. [4]

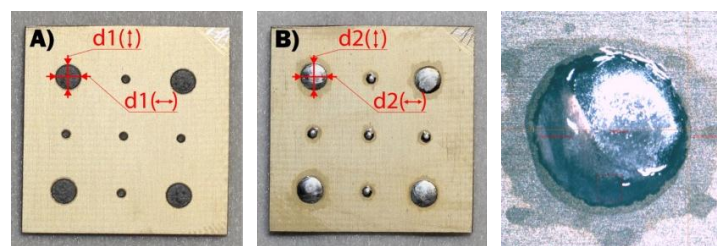


Figure 3: Measuring diameters of a printed sample (left), reflow sample (middle), detail of reflow dot (right)

3.1 MEASURED DIMENSIONS DOTS AND MARKING (SEE FIGURE 3):

vertical diameter of the printed dot	$d1(\downarrow)$
horizontal diameter of the printed dot	$d1(\leftrightarrow)$
vertical diameter of the reflow dot	$d2(\downarrow)$
horizontal diameter of the reflow dot	$d2(\leftrightarrow)$

The protective atmosphere has been created by pumping the contents desiccator. Inside was a vacuum. And subsequent impregnation was with nitrogen. This process was repeated several times. Before being created inside the desired atmosphere. The concentration of residual oxygen in the creating atmosphere was measured using a device Zr-Ox MKII. Residual oxygen is measured in parts per million (ppm). Samples were melted in the air (i.e. 210,000 ppm). And then the level of residual oxygen in the atmosphere decreased to 5000 ppm, 1000 ppm, 500 ppm, 200 ppm, 100 ppm, 50 ppm and 20 ppm. [5]

3.2 MEASURING THE HEIGHT OF REFLOW DOTS

For SN100C paste was also measured the height of melting paste. The sample was placed on a steel cube. Measuring tip is placed on the surface of the substrate FR-4 (see Figure 4 A). Then was placed on the top of melting dot (see Figure 4 B) and this dimension was enrolled in the table for all of the dots on the sample. These data used only to calculate the coefficient K2.

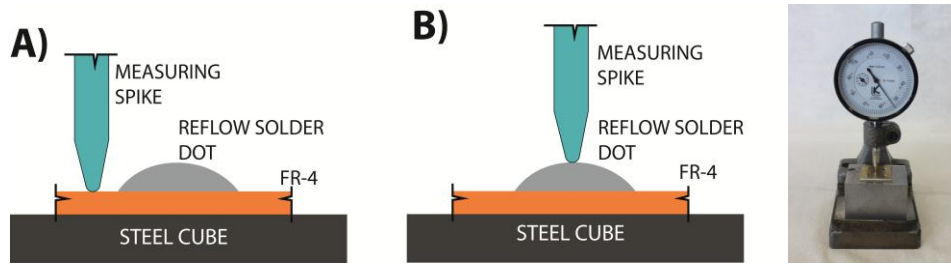


Figure 4: Principle measuring the height of reflow dots [4]

4 SPREADABILITY COEFFICIENT

Assembled equation for calculating the spreading is based on the ratio of printed and melted paste.

4.1 SPREADABILITY COEFFICIENT K1

$$K1 = \frac{d2}{d1} * 100 \quad [\%] \quad (2)$$

$d1$ vertical diameter of the printed dot $d1(\downarrow)$

$d2$ vertical diameter of the reflow dot $d2(\downarrow)$

4.2 SPREADABILITY COEFFICIENT K2

$$K2 = \frac{d2 - h_P}{d1 - h_N} * 100 \quad [\%] \quad (3)$$

h_P height paste after reflow

h_N height paste after printing = thickness templates

$$d1 = \frac{d1(\downarrow) + d1(\leftrightarrow)}{2} \quad d2 = \frac{d2(\downarrow) + d2(\leftrightarrow)}{2} \quad (4)$$

5 RESULTS

The following charts (see Figure 5-7) indicate the dependence of the spreadability coefficient K1 and K2 of testing pastes defined concentrations of residual oxygen to galvanize the sample. Each concentration is shown two columns. One indicates the spreadability of large dots with a diameter of 3 mm. The second column indicates the spreadability of small dots of 1 mm diameter.

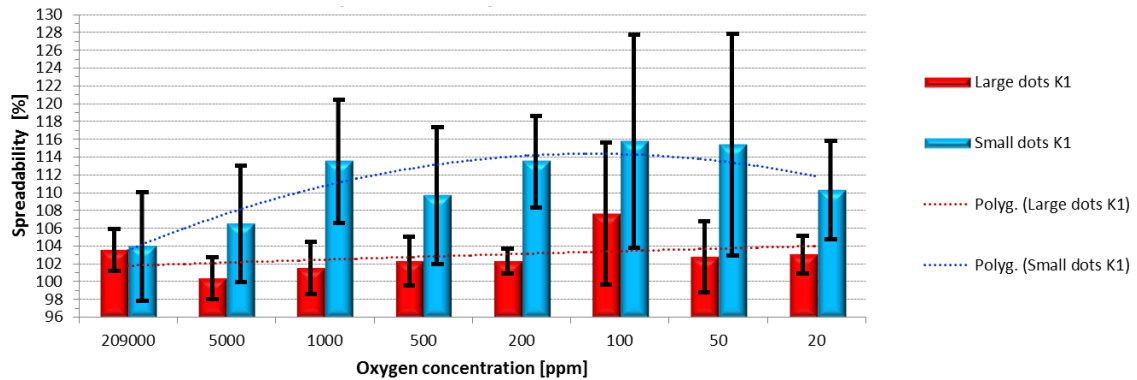


Figure 5: Spreadability solder SAC305 (coefficient K1)

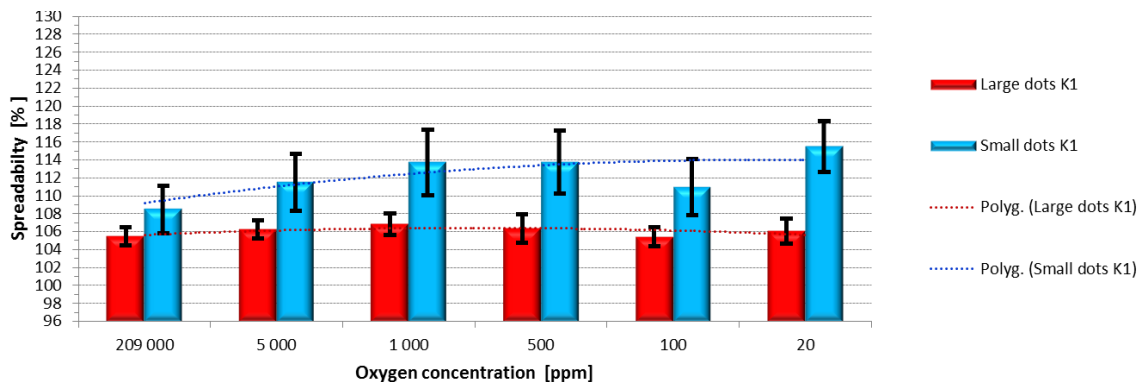


Figure 6: Spreadability solder SN100C (coefficient K1)

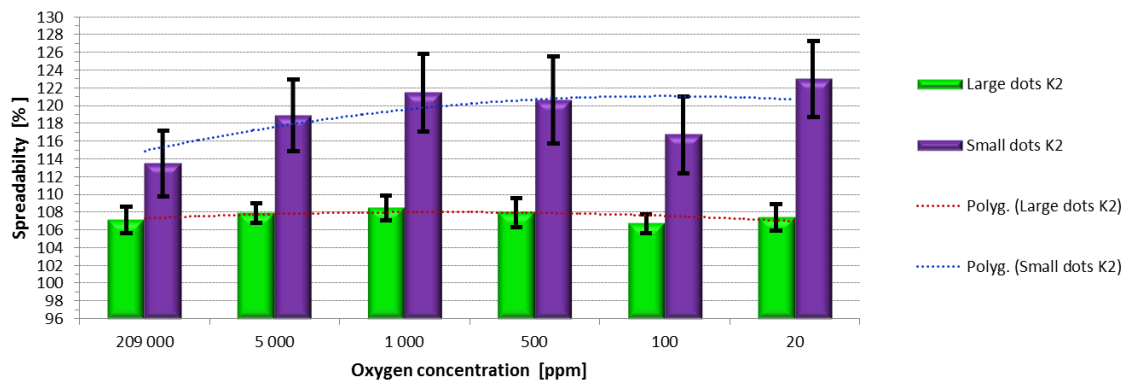


Figure 7: Spreadability solder SN100C (coefficient K2)

CONCLUSION

For the paste SAC305 was melted down 40 samples in total. For the second SN100C paste was melted down 30 samples in total. Reflow profile SAC305 paste was RTS (ramp to spike) with a peak temperature of 238 °C. For SN100C paste was used RSS (ramp soak spike) reflow profile, with a peak temperature of 246 °C.

From the graphs (see Figure 5-7), it was observed that small dots the more spread over than 3 mm dots. The reason is because of the smaller the ratio of area to a height of the paste with small dots. For graphs (see Figure 5 and 6), therefore, focus on blue columns that represent the spreadability of small dots.

A coefficient K1 was achieved higher spreadability of paste SAC305. From the measured values was calculated spreadability 114% (for coefficient K1, SAC305, 1 000 ppm oxygen concentration). Thus printed area increased by 14 % after reflow. For the second paste was measured and the height of the dot after reflow. Therefore, it was possible to calculate the coefficient K2, and it indicates in the graph. As you can see in the graph K2 (see Figure 7), so this factor has the same process as K1 (see Figure 6). Only coefficient K2 increased spreadability of small dots it is about 7 %.

The most suitable concentration of residual oxygen in the atmosphere was determined from this measurement and it is 1000 ppm. Changing this limit of concentration can influence the price because creating a cleaner atmosphere is too expensive and uneconomical.

ACKNOWLEDGEMENT

The article was supported by project no. FEKT-S-17-3934 Utilization of novel findings in micro and nanotechnologies for complex electronic circuits and sensor applications.

REFERENCES

- [1] STARÝ, Jiří. Bezolovnaté pájení - materiálůvá a procesní kompatibilita v inertní a inertně/redukční atmosféře: Lead free soldering - material and process compatibility in inert and inert/reduction atmosphere : zkrácená verze Ph.D. Thesis. Brno: [VUTIUM], 2005. 27 s. ISBN 80-214-3055-9.
- [2] Novák, T.: Ochranná atmosféra v technologii pájení elektronických zařízení, diplomová práce, FEL, ZČU Plzeň 2008
- [3] Conception, Reflow Technology Handbook-Nitrogen Inert Atmosphere Reflow [online]. [cit. March 13, 2017] accessible on www: <http://www.conception.com/products/solder-reflow-technology-handbook/section4.pdf>
- [4] VALA, M. *Výzkum spolehlivosti pájených spojů v dusíkové atmosféře*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2014. 91 s. Vedoucí bakalářské práce doc. Ing. Ivan Szendiuch, CSc..
- [5] VALA, R. *Testování vlastností pájek v ochranné atmosféře*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2013. 77 s. Vedoucí semestrální práce doc. Ing. Ivan Szendiuch, CSc..

PRESSURE SENSING USING LTCC TECHNOLOGY

Jakub Somer

Doctoral Degree Programme (4.), FEEC BUT

E-mail: xsomer00@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Ivan Szendiuch

E-mail: szend@feec.vutbr.cz

Abstract: This paper deal with the design, manufacturing and measurement of optical pressure sensors produced using Low Temperature Co-fired Ceramic technology. There is brief overview of measurement methods used for pressure sensor interrogation. Benefits and problems regarding measurement methods are discussed. Pressure transducers are based on the change of the light spectrum reflected from the Fiber Bragg Grating integrated in the sensor. Low Temperature Co-fired Ceramic structure with membrane was used for the forming of a pressure transducer. Samples of fiber optic sensors are calibrated using reference pressure measurement and characteristics of the sensors are measured. Pressure sensors for different pressure ranges were measured and tested.

Keywords: Low Temperature Co-fired Ceramic, pressure sensors, Fabry-Pérot resonator, Fiber Bragg Grating

1 INTRODUCTION

In past decades Low Temperature Co-fired Ceramic (LTCC) technology became more popular in many applications. This technology is commonly used in packaging, high frequency modules and sensors. Sensing is growing area of possible applications of LTCC technology. Main advantages of LTCC technology is thermal stability up to 350 °C, chemical resistance, mechanical parameters similar to alumina ceramics, low thermal coefficient of expansion and many others. For use in industrial pressure sensors is LTCC suitable candidate. [1]

Pressure sensors are one of the most common sensor types available on the market. Optical pressure sensors compared to the other types of pressure sensors have advantages like immunity to electromagnetic interference, they are suitable for explosive environment, interrogation unit can be far from the sensor and with one interrogation unit can be evaluated large number of sensors. Disadvantage of the optical sensing can be higher price of some interrogation units. Cost of the interrogation unit often limits use of the optical sensor only for special application [2][3][4].

There are many types of ceramic pressure sensors based on different principles of sensing [5][6]. Pressure sensors based on LTCC are widely used, employing a variety of sensing methods based on the mechanical transducers like membranes. The most common method of pressure sensing is using piezoresistive elements with resistors in bridge configuration [7]. Other frequently used methods are based on the piezoelectric, capacitive or inductive structures.

Most pressure sensors use membranes, which deflects under applied pressure. The material of the membrane can vary depending on the demands of the environment and reliability. Properties of the membrane in terms of deformation under the pressure are defined by the physical dimensions of the membrane and by the material properties.

2 MEASUREMENT METHODS

The most common principle of pressure sensing around atmospheric pressure is using deformation elements such as membrane, which deflects under applied pressure. The deflection is converted to

the change of electrical or other quantity easy to measure. Pressure sensors are divided into three groups based on the reference pressure on the other side of the membrane. In this paper is described differential pressure sensors with cavity pressure equal to the pressure of one atmosphere. There are many methods of optical detection of membrane deflection.

2.1 INTENSITY BASED MEASUREMENT

The simplest method of measuring membrane displacement under pressure is measurement of light power reflected from the surface of the membrane. For this method is used reflective membrane placed close to the end face of optical fiber. Dispersion loss of the light signal depends on the distance between reflective mirror and optical fiber. This type of interrogation is very simple, cheap and fast. Disadvantage is the need in attenuation calibration of the detected light signal on the optical path of the signal. This attenuation can vary under different environmental conditions and is hard to compensate.

2.2 MEASUREMENT USING FABRY-PÉROT RESONATOR

Using Fabry-Pérot (FP) resonator for measuring deflection of the membrane is very similar to the first measuring method with difference in evaluation of the reflected light signal. In FP resonator is analyzed spectrum of the reflected light signal from the FP resonator. Basic principle of sensing including spectral characteristics are in the figure 1.

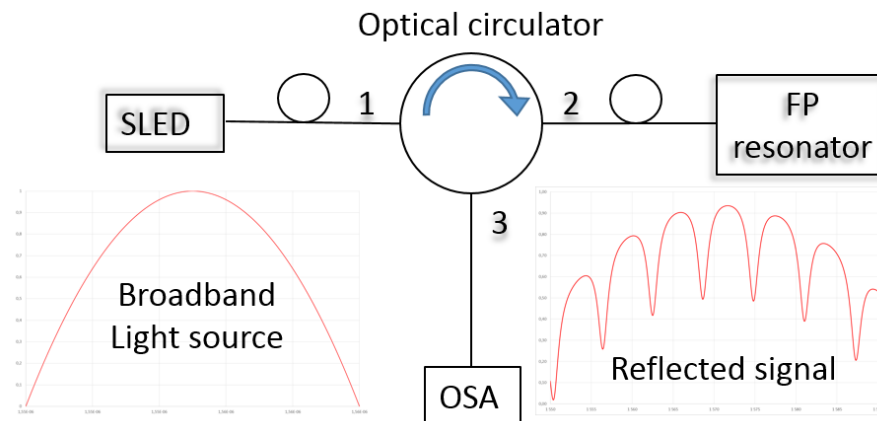


Figure 1: Measurement setup for evaluation of the length of FP resonator [8]

Modulation of the light signal intensity is caused by interference of incident light from mirrors at each end of the resonator. Distance between these two mirrors defines the length of the FP resonator. Positions of the light intensity minimums depend on the mirror spacing and are defined by equation 1. For any given length of the resonator there are resonant wavelengths according to the interference between two counter propagating light waves in the resonator. On the broadband spectrum, there is a visible power modulation according to this interference. The position of these peaks and valleys are determined by the simplified equation:

$$L = \frac{\lambda_1 \lambda_2}{2(\lambda_1 - \lambda_2)} \quad (1)$$

Where L is the length of the resonator and λ_1, λ_2 are the positions of resonant wavelengths in the spectrum.

2.3 MEASUREMENT USING FIBER BRAGG GRATINGS

The next method of measurement is based on the shift of the central wavelength reflected from the Fiber Bragg Grating (FBG). FBGs are widely used in telecommunications as a band-pass filters in signal multiplexing. Measurement setup for the FBGs is also based on the evaluation of the reflected

signal from the sensing element. The schematic of the setup for pressure measurement with FBG is shown in **Figure 2**.

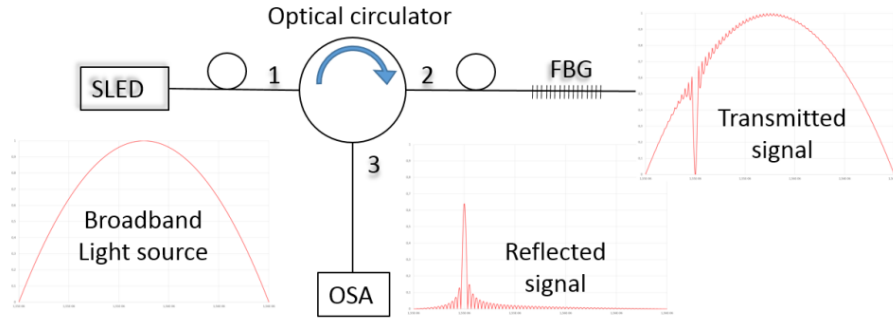


Figure 2: Measurement setup for interrogation of the FBG pressure sensor [8]

The structure of the FBG is created by alternating changes in refractive index of the fiber core (defined as the grating period - Λ). Reflected and transmitted light changes with a physical change of the optical fiber with grating. This effect is described by the equation:

$$\lambda_B = 2n_e\Lambda \quad (2)$$

Where λ_B is the wavelength reflected by the grating, n_e is the effective refractive index of the optical fiber core.

3 PRESSURE SENSOR DESIGN

The sensors described in this paper were designed as the differential pressure sensors. Measurement range of the sensors starts from atmospheric pressure up to 3 bars. All sensors were designed to have damage threshold approximately 2 times higher than upper measurement range. All sensors were referenced to the atmospheric pressure.

The main part of each sensor is a membrane, which is deformed under the applied pressure. The main limitation in the sensor design is the thickness of the membrane. Minimal thickness of the membrane after firing process is given by the thickness of a single green sheet. In the case of material DP951 is the minimal thickness (t) of the membrane is around 50 μm for the sheets with lowest thickness. Green tapes with thickness 100 μm after firing process were used in the experiments. There are also other parameters influencing the mechanical behavior of the membrane: material constants (Young's modulus - E , Poisson's ratio - γ) and dimensions of the membrane (radius - a , thickness - t). Deflection of the membrane under applied pressure can be calculated using the following equation:

$$d = \frac{3 P_0 r^4 (1-\nu^2)}{16 E t^3} \quad (3)$$

Pressure sensors with different thickness of the membrane were manufactured for different pressure ranges. The sensor design and threshold pressure were simulated in ANSYS for verification of the mechanical behavior of the membrane.

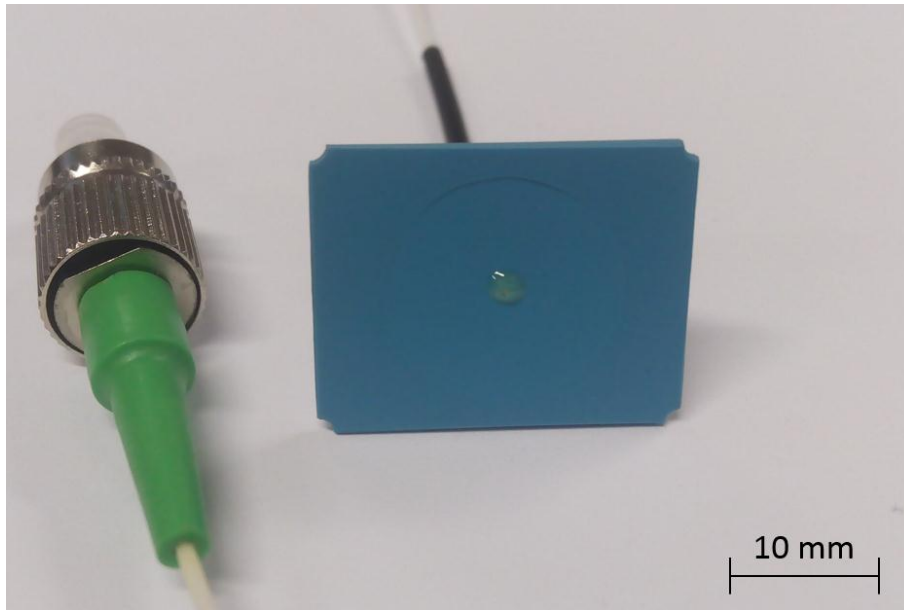


Figure 3: Optical pressure sensor without housing

Sensors based on the FBGs measures induced stress in the FBG caused by the ceramic membrane under applied pressure. In case of FBG sensors the fiber is attached to the membrane using adhesive. Optical pressure sensor without metal housing is shown in **Figure 3**. During the manufacturing process FBG is fixed to the membrane with pre-applied strain. In case of sensor design in this paper, the compressive stress from the pressure load is applied to the FBG, therefore, reflected central wavelength of the FBG will shift to the lower wavelengths with applied pressure.

4 EXPERIMENTA MEASUREMENT

Custom interrogation unit was used for the measurement of produced optical sensors. This interrogation unit has absolute accuracy of measured wavelength 1 pm with resolution of 0,1 pm in range of 7 nm. Automated measurement was set using electronic pressure valve, pressure chamber and interrogation unit connected to the PC with National Instrument Data acquisition unit. Measured data are shown in figure 4. Central wavelength (cwl) reflected from FBG has linear dependence on applied pressure.

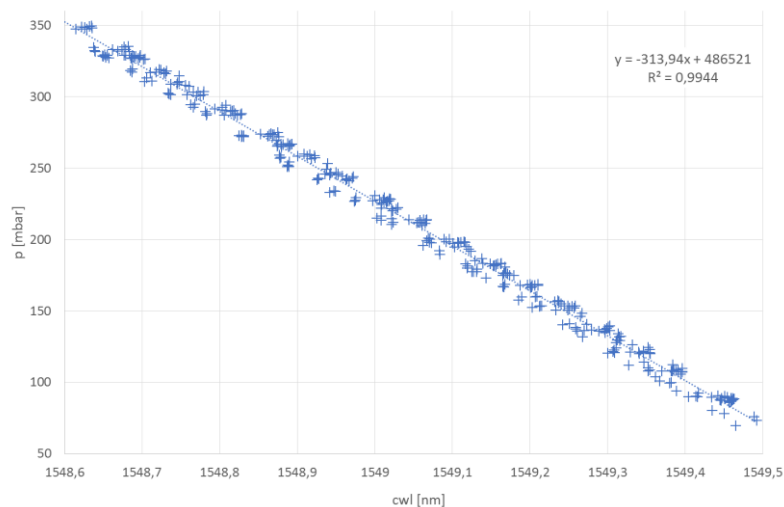


Figure 4: Calibration curve for optical pressure sensor

Optical sensors presented in this paper exhibit good linearity over the designed measurement range. For FBG sensor this is achieved by the preloading of the FBG and the designed small range of the motion of the membrane in the sensor.

This gives that the theoretical sensitivity of the sensors with the same membranes and the same interrogation unit is 0,6 % for the FBG based sensors.

5 CONCLUSION

Design and measurement methods of optical pressure sensors are presented in this paper. For sensor body is used LTCC ceramics and all of the sensors are based on the optical interrogation methods. Experiments showed the possibility of manufacturing the optical pressure sensors in LTCC technology in combination with fiber optics. This combination brings unique properties of the sensors in terms of use in the hazardous environments and high sensitivity. Sensitivity of the FBG pressure sensors is around 3 nm/bar and accuracy $\pm 0,3$ %. In comparison sensors based on the FP resonator exhibit higher accuracy and sensors based on the FBGs are more resistant to the environmental influences such as vibrations and are easier to interrogate.

ACKNOWLEDGEMENT

The article was supported by project no. FEKT-S-17-3934 Utilization of novel findings in micro and nanotechnologies for complex electronic circuits and sensor applications.

REFERENCES

- [1] Huang, J., Zhou, Z., Wen, X., Zhang, D. A diaphragm-type fiber Bragg grating pressure sensor with temperature compensation. *Measurement*. 2013.
- [2] Bae, H., Yu, M. Miniature Fabry-Perot pressure sensor created by using UV-molding process with an optical fiber based mold. *Opt. Express*. 2012, 20 (13).
- [3] Pinet, Éric. Pressure measurement with fiber-optic sensors: commercial technologies and applications. In: 21st International Conference on Optical Fiber Sensors. 2011, 1 - 4.
- [4] Poeggel, S., Tosi, D., Leen, G., McGrath, D., Lewis, E. Optical Fibre Pressure Sensors in Medical Applications. *Sensors*. 2015, 15 (7).
- [5] Urban, F., Kadlec, J., Vlach, R., Kuchta, R. Design of a Pressure Sensor Based on Optical Fiber Bragg Grating Lateral Deformation. *Sensors*. 2010.
- [6] Belavic, D., Zarnik M.,S., Marghescu, C., Ionescu, C., Svasta, P., Hrovat, M., Macek, S., Lipuscek, I., Kocjan, S. Design of a Capacitive LTCC-based Pressure Sensor. 2009 15th International Symposium for Design and Technology of Electronics Packages (SIITME). 2009.
- [7] Fernandez-Sanjuan, J.M., Bonet, N., Rodriguez, J.G., Ramos, F.M., Sieiro, J.J., Lopez-Villagas, J.M., Vidal, N., Cirera, A. Ceramic capacitive pressure sensor based on LTCC technology. 2013 Spanish Conference on Electron Devices. 2013.
- [8] Somer, J., Urban, F., Urban, F., Szendiuch, I. Optical pressure sensors in LTCC technology. IMAPS Flash conference 2015. 2016.

LOW ENERGY THERMOELECTRIC GENERATORS

Laila Znbill

Doctoral Degree Programme (3), FEEC BUT

E-mail: flowertaweel@yahoo.com

Supervised by: Jaroslav Boušek

E-mail: bousek@feec.vutbr.cz

Abstract: The paper describes the possibilities of energy harvesting using thermoelectric generators. It is shown that organic semiconductors enable a large variability of properties and some of their properties may be better than by inorganic semiconductor materials. Nevertheless they suffer from poor electrical conductivity. Because the voltage of one junction is quite low even in case of large temperature difference thermoelectric generators need integration of large number of individual thermo-junctions. Printing technologies enhance effective production of integrated thermo-generators with individual junctions connected in series.

Keywords: Organic semiconductors, thermoelectric generators Energy harvester, Low voltage DC/DC converter.

1 INTRODUCTION

Energy harvesting is becoming more feasible today because of the increased efficiency of devices used to capture, store, and produce electrical energy. However many energy harvesting transducers provide a low output voltage not sufficient for electronic devices. For DC sources, like solar cells and thermal generators, there is therefore a need to boost the voltage to a level sufficient for operation of regular converters or low voltage circuits. A simple low cost DC to DC converter was designed to boost the voltage from the level of several tenths of volt to level of about 3 V, which may be applicable to most of devices. A simple low cost thermo-generator should be prepared to feed this converter.

2 LOW VOLTAGE DC TO DC CONVERTER FOR ENERGY HARVESTING

2.1 PRINCIPLE OF OPERATION

Fundamental scheme of the converter is shown in Figure 1 A). The transistor JFET operates as a switching element. As soon as the transistor turns on the secondary winding generates a voltage pulse. Capacitor C_1 is being charged by means of this pulse.

The junction between the Gate electrode and Source of the transistor in this case operates as a rectifying diode. Because in this state the Gate-Source junction of JFET is in forward polarization the width of this junction is very small and there is very high conductivity across the transistor – it means between the electrodes S and D.

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.

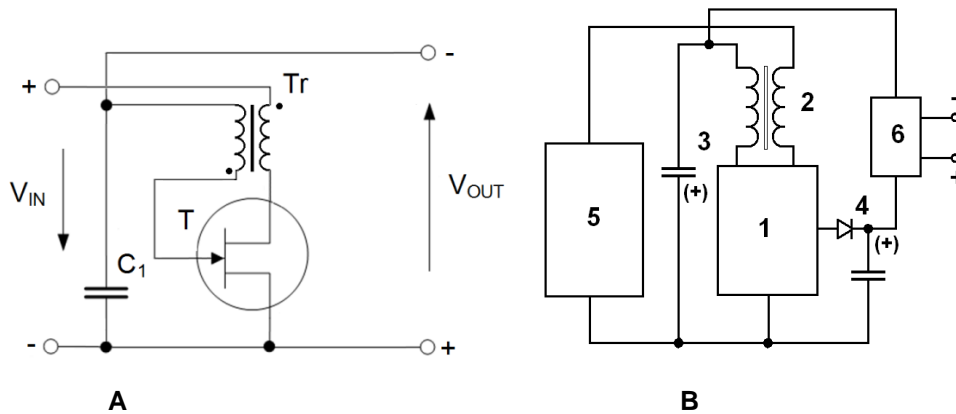


Figure 1: A) Basic scheme of the converter. B) Converter with increased output voltage.

The modified circuit shown in Figure 1 B) utilizes the energy stored in the transformer during the switch-on state. 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. With optimal settings of the circuit the positive voltage on capacitor C_2 has approximately the same size as negative voltage on capacitor C_1 . The output voltage can therefore be approximately twice as large. At the same time, there will be a slight increase in efficiency. At high current consumption, however, the output voltage decreases rapidly.

It was verified that the circuit can operate in a large range of frequencies. The working frequency of the circuit is determined by the transformer. To ensure high efficiency, it is necessary that the transformer should minimize leakage inductance. Start up voltage is about 0.5 V and could be much lower by higher transformer ratio and/or when using the transistor with lower threshold voltage. However in both cases the energetic efficiency of the circuit drops.

3 THERMOELECTRIC TRANSDUCERS FOR ENERGY HARVESTING

Thermoelectric modules work on two basic principles which are related one to another:

Seebeck effect. This effect creates potential difference across the connection of two materials module by heating one side of the module and cooling the opposite.

Peltier effect. When current passes through the junction of different materials one side is cooling and the other side is heating. Peltier cells are to time routinely used for cooling. Consequently, when we will deliver thermal energy to this junction we may produce electricity.

Thermoelectric power conversion

In almost all devices there is in energy conversion process a release of large amount of waste energy. Such energy sources are well predictable because they are based on stable operation of respective devices. Thermoelectric Generators (TEGs) are therefore very attractive for possibility of harvesting of waste thermal energy in many applications. The TEG devices have advantages such as silent operation, no moving parts and high reliability. Its use is advantageous in locations where there are poor levels of illumination but sufficient waste heat.

The energy transfer efficiency of conventional rigid TEGs is only around 5%. Flexible TEGs are supposed to have even less transfer efficiency. Hence, in order to achieve high power output, large number of TEG devices need to be electrically connected together. Although the power output is low for a single thermocouple, the flexibility allows the screen printed TEGs to be connected in series and rolled in to a coil. Much higher power output can be achieved this way. The impediments as to why this technology has not yet found extensive application are the low conversion efficiency and high costs per watt. Then, an easy fabrication process is essential to low-down the cost.

Several papers have already reported use of different large-scale fabrication technologies (e.g. dispenser printing, photolithography and electrochemical deposition).

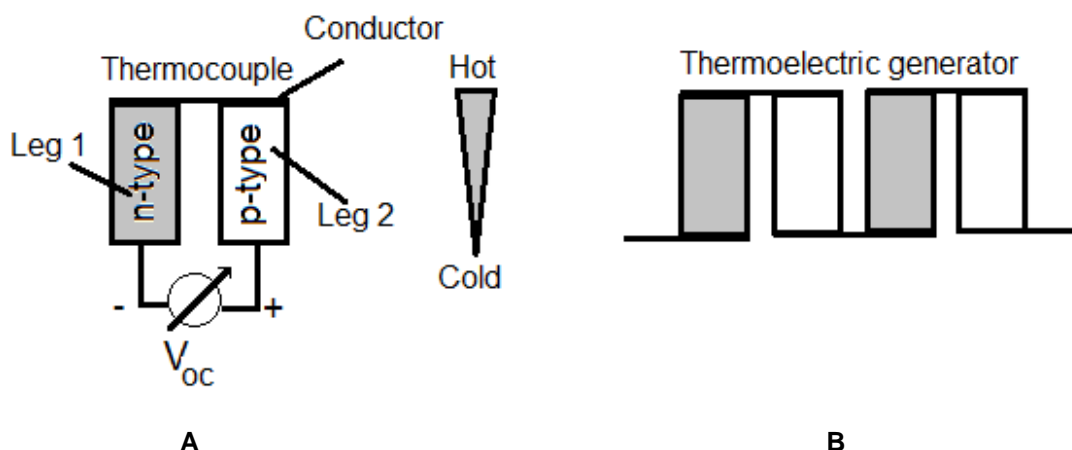


Figure 2: A) Principle of thermoelectric conversion. B) To achieve sufficient voltage level the thermocouples are connected in series.

Screen printing is a low-cost process that is well suited for large area fabrication. It involves the deposition of synthesized thermoelectric inks that consist of thermoelectric material powders in a binder and solvent matrix. After printing only a curing process is required. The simplicity and low energy consumption is quite attractive for fabricating TEGs.

The materials and the parameters of printing technology need to be examined, so that an optimized workflow is set up. Commonly used thermoelectric materials are not available as printing inks so there is a need for complex design of new types of pastes and inks.

There are two critical factors for efficient thermoelectric power conversion. Firstly, the amount of heat flux must be successfully moved to the module. Secondly, the thermal conductivity of module material between hot and cold side must be as low as possible. High thermal conductivity is a problem by almost all inorganic semi-conductive materials. Organic semiconductors could have the thermal conductivity almost one order lower. In any case the basic parameters there are the difference in work functions and Seebeck and Peltier coefficients [1, 2].

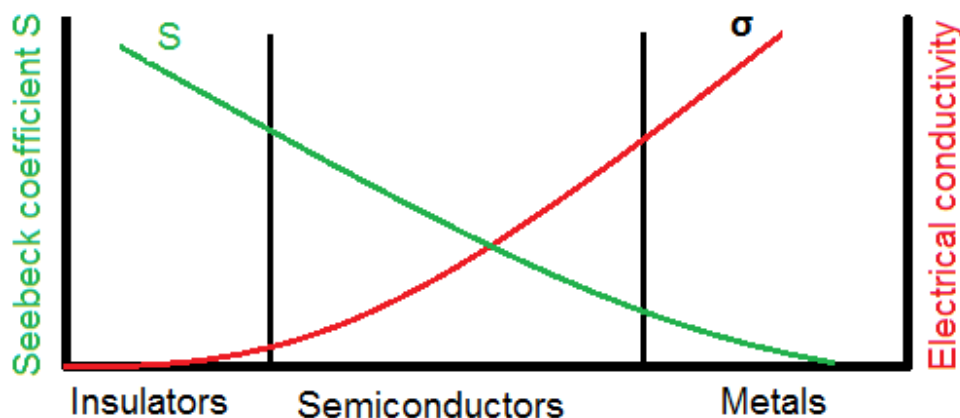


Figure 3: Seebeck coefficient and electrical conductivity for insulators, semiconductors and metals.

For electronic properties of organic materials there is crucial the existence of conjugated bond system where carbon atoms covalently bond with alternating single and double bonds. Hydrocarbon electrons delocalize and form a delocalized bonding π orbital with a π^* antibonding orbital [1, 2].

The delocalized π orbital is the highest occupied molecular orbital (HOMO), and the π^* orbital is the lowest unoccupied molecular orbital (LUMO). In organic semiconductor physics, the HOMO takes the role of the valence band while the LUMO serves as the conduction band. The energy separation between the HOMO and LUMO energy levels is considered the band gap of organic electronic materials and is typically in the range of 1eV to 4 eV [1, 2].

Many researchers have focused on conducting polymers including polyaniline, polypyrrole, and poly(3, 4-ethylenedioxythiophene): poly(styrenesulfonate) as a thermoelectric (TE) material and organic-based TE generators have been fabricated with these elastic polymers. The polymers exhibited high flexibility and outstanding potential for use on human skin. However the organic-based TE generator shows very low output power density due to several limitations of the polymer: a low power factor, high contact resistance with a metal electrode, and very low thickness of TE materials.

Long lateral structures providing a spatial separation of the heat source and sink only require an easy process is to print, but in this case the internal resistance of the TEG causes low electrical conductivity of the thermoelectric materials used for the legs. A high total resistance of the TEG leads to a low power delivered by the generator. If the length of the legs is reduced such as with the vertical design, the total resistance is smaller but the efficiency is limited by thermal conductivity of used materials.

These problems are primary concerns for practical applications. In order to achieve high output power density, the use of inorganic materials is inevitable, but in this case it becomes necessary to overcome the problem of material rigidity and optimize the design of the device structure. One of these design goals is the choice of the external substrate, which holds tens or hundreds of TE legs.

Vacuum processes like sputtering or evaporation are able to prepare a variety of thermoelectric materials and its compounds typically using only bulk materials. Printing methods need the same materials in a liquid ink or paste. Consequently more complex materials need to be considered and in printing process a more or less viscous mixture are needed.

To evaluate the performance of a thermoelectric material we use the coefficient ZT called figure of merit, which is defined as:

$$ZT = S^2(\sigma/\lambda)T \quad (1)$$

Where S is the Seebeck coefficient, σ is the electrical resistivity, λ is the thermal conductivity and T is the temperature.

The Seebeck coefficient and electrical conductivity both depend on charge carrier density and cannot be simultaneously increased. There is always an optimum charge carrier density that delivers the highest nominator (power factor) of the thermoelectric figure of merit.

Maximizing ZT requires minimal thermal conductivity. Thermal conductivity consists of two parts e.g. fonon-part and electron-part. Both can be altered more or less independently. The solution of two isovalent materials with the same crystal structure could be used to increase phonon scattering, thereby reducing thermal conductivity.

A combination of Bi_2Te_3 (n-type; negative sign of Seebeck coefficient) and Sb_2Te_3 (p-type; positive sign of Seebeck coefficient) semiconductive materials is to time the best performance option for TEGs, enabling high Seebeck coefficient, high electric conductivity and low thermal conductivity.

The screen printable thermoelectric pastes contain thermoelectric materials Bi_2Te_3 and Sb_2Te_3 in form of alloy powders. The paste contains basic compound of the layer (Bi_2Te_3 and Sb_2Te_3), epoxy binder system and solvent. The adjacent particles are stuck to each other and adhered onto the substrate by the epoxy binder system. The solvent is added into the paste to adjust the viscosity to a screen printable level. The pastes are fully dried after printing and then cured in appropriate temperature depending on the type of paste.

For n-type bismuth tellurium alloy, the ratio of tellurium (Te) affects the thermoelectric performance of the device. When the atomic ratio of Te is a 64%, the bismuth tellurium alloy will have the highest

negative Z value [3]. The actual formulation of this n-type semiconductor material is Bi (1.8) Te (3.2.)

However, the price of tellurium, a key component in this materials is high and increase significantly. The other materials used for higher operating temperatures also use tellurium for example PbTe for n-type and GeTe for p-type semiconductors. Due to increasing tellurium costs, it is necessary to find alternative materials that have comparable figures of merit. Very promising low-price-candidates are bismuth oxides and some metal sulfides.

As seen from the definition of figure of merit ZT the resistivity of the respective thermo-generator-material is the bottle neck that limits the power output of the thermo-cells. Here is of great importance the density of printed layers which is influenced by composition of the layer and the amount of solvent used to control the viscosity of the paste. Low content of the solvent yields the layers with higher density but prevents good printing process. One possibility how to improve the conductivity of the printed layers is isostatic pressing of the layers before curing [4].

4 CONCLUSION

DC to DC converters are to time able to operate from the voltage of few tenths of Volt and the output voltage could be in the level of several Volts. Achieved efficiency of simple DC to DC converter designed to this purpose is close to 50%. Such device is easily applicable for thermoelectric generators.

Because the voltage of one junction is quite low even in case of large temperature difference thermo-generators need integration of large number of individual thermo-junctions. Printing technologies enhance effective production of integrated thermo-generators which are connected in series.

It is shown that organic semiconductors enable a large variability of properties and some of their properties could be better than by standard semiconductor materials. This applies especially for organic semiconductors for use in thermo-generators. However its poor electrical conductivity prevents to achieve high power level. In case of inorganic materials the figure of merit could be very high but these materials usually contain high portion of tellurium which is very expensive and its price is constantly growing. Therefore further research in new promised materials as bismuth oxides and some metal sulfides is needed.

ACKNOWLEDGEMENT

The article was supported by project no. FEKT-S-17-3934, "Utilization of novel findings in micro and nanotechnologies for complex electronic circuits and sensor applications."

REFERENCES

- [1] I.G. Hill at al.: "Charge-separation energy in films of π -conjugated organic molecules", Chemical Physics Letters 327, 2000, pp181–188
- [2] Bubnova O. Crispin X.: "Towards polymer-based organic thermoelectric generators", Energy & Environmental Science, 2012, ISSN 1754-5692, Vol. 5, no 11, pp 9345-9362
- [3] C. Wood: "Materials for thermoelectric energy conversion", Phys. 51 (1988) 459-539. 580–583
- [4] Z. Cao¹, E. Koukharenko, R.N. Torah, J. Tudor and S.P. Beeby: "Flexible screen printed thick film thermoelectric generator with reduced material resistivity", Journal of Physics: Conference Series 557 (2014) 01201 –55.

Doktorské projekty

Silnoprúdová elektrotechnika a
elektroenergetika

PRESENT STATE OF GAN TECHNOLOGY IN POWER ELECTRONICS

Michal Šír

Doctoral Degree Programme (1st year), FEEC BUT

E-mail: xsirmi01@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Pavel Vorel

E-mail: vorel@feec.vutbr.cz

Abstract: This paper presents a general overview of nowadays Gallium Nitride power transistor technology and shows the existing components with their limits from different manufacturers currently available on the market. Introduction to GaN depletion mode, enhancement mode and cascode transistor structure with their function explanation is included.

Keywords: GaN, cascode, depletion mode, enhancement mode

1. INTRODUCTION

Increasing pressure to minimize cost, weight, size and increase efficiency of switch mode power supplies (or any power conversion system) drives manufacturers of semiconductor devices over the existing borders. As a result, there is a number of remarkable devices released on the market in last few years, like improved Silicon Mosfets, fast SiC Mosfets (Silicon Carbide) able to work in three-phase powered systems (1200V), SiC diodes with very low reverse recovery current (ideal for CCM PFC) and many more. After many years of silicon semiconductor technology improvements, silicon MOSFETs are now close to the theoretical limits and there is not much space for next progress. That's why manufacturers focus on GaN technology which opens a new horizon in power conversion.

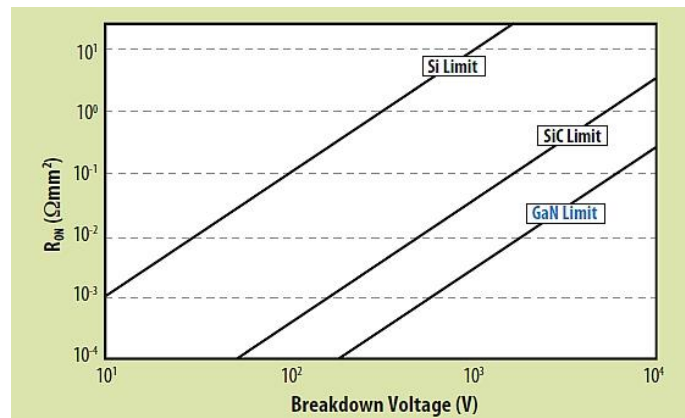


Figure 1: Si, SiC, GaN material theoretical limits, [3]

The main reasons to develop the GaN sector are physical properties. Gallium Nitride has a very wide band gap (3,4eV) which means it can operate at high temperature, has a high critical electrical intensity/high breakdown voltage and what is the most important, can operate with high switching frequency. These mentioned features have major impact on final application, new performance level can be achieved.

2. PRESENT TECHNOLOGY STATE

From the history, one of the first sectors where Gallium Nitride material plays its role were the low voltage GHz range transistors, mostly used in the consumer electronics (RF communication). It also plays important role in optoelectronics components – especially low wavelength lasers and light emitting diodes.

Due to previous development in those sectors, technology for producing GaN on Silicon structures was developed and offers a good start point for the development of high voltage power transistors. From documentation provided by manufacturers of GaN power transistors, most of GaN devices available today are based on silicon wafers. Automated solutions for manufacturing mentioned structures are provided by two major companies Veeco U.S., Aixtron Germany [3]. Differences between GaN semiconductor manufacturers are in a different internal structure as shown later in this paper.

2.1. D-MODE GAN

The basic GaN HFET (Heterostructure Field Effect Transistors) functional structure is grown on the silicon substrate with thin layer of Aluminum Nitride (See picture below) and is often referred as a depletion or d-mode transistor. As in every power Field Effect Transistor, there are Gate, Source and Drain contacts. As for the case of a typical JFET, the negative voltage bias is needed to turn the device off. This is caused by schottky contact on the top of the surface, which becomes reverse biased by negative voltage and the electrons underneath are depleted. This device is “normally ON”.

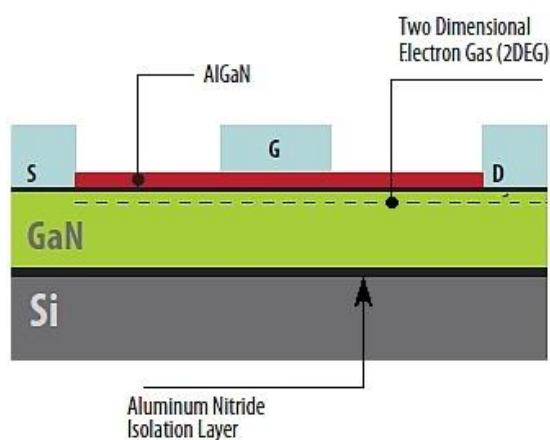


Figure 2: Depletion mode GaN transistor structure, [3]

In power conversion applications, this device obviously cannot be used. A negative gate-source voltage must be present before the power bus voltage is applied. This is hard to achieve in many applications and can result in schematic complications, which definitely affect system reliability. To make GaN transistor usable in real application, manufacturers have to resolve the problem by developing new structures while maintain the benefits. This is the reason why we are talking about cascode and eMode, GIT structures today.

2.2. E-MODE GAN

GaN Systems, EPC and Panasonic develop an enhancement mode FET structure. The basic enhanced mode manufacturing process starts with silicon wafers with thin aluminum layer (AlN) grown on it. This thin layers allows to grow the gallium nitride heterostructures (AlGaN) and create the whole transistor structure. The result is the structure shown on Fig. 3, which is similar to silicon MOSFET with some exceptions. To enhance this FET structure, a positive voltage must be applied between Gate and Source contact, same as in a standard power MOSFET transistor.

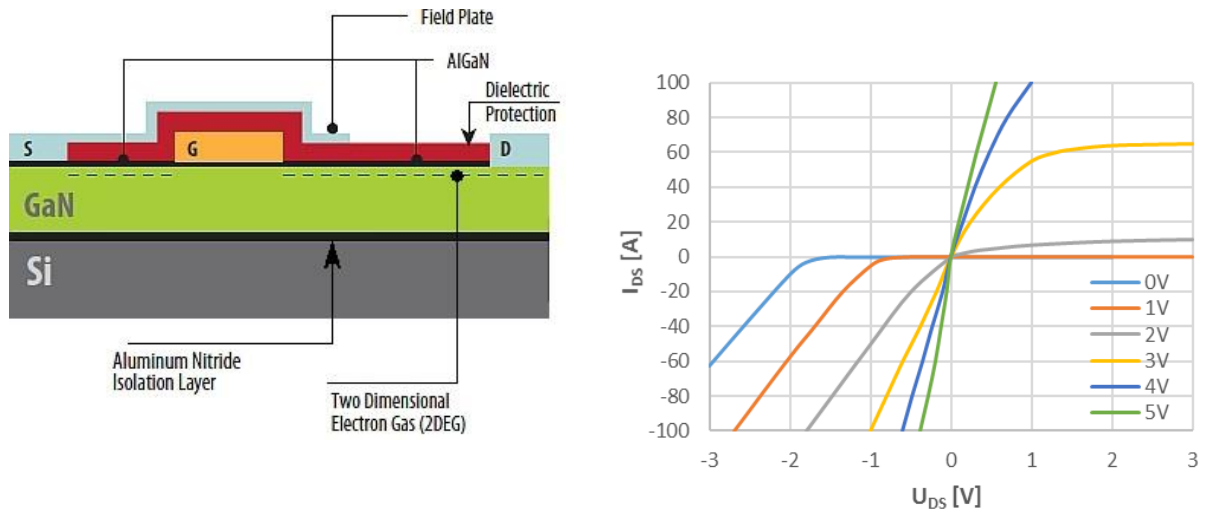


Figure 3: Enhanced mode GaN transistor structure [3] and typical output characteristic [9]

With voltage present on the gate electrode, the device can operate in two quadrants (forward and reverse current), with voltage drop equivalent to resistance of channel in open state and flowing current. Important difference between Si MOSFET and the GaN is the absence of natural body diode, which causes reverse recovery issues due to the stored charge in hard-switched topologies. The voltage drop at $U_{GS}=0$ is defined by the gate threshold voltage and channel resistance. The voltage drop at a negative bias ($U_{GS}<0$) is further increased by the negative U_{GS} . This will result in significantly increased conduction losses in reverse operation mode. Due the low gate threshold voltage and the impossibility of operation with negative Gate bias (reverse mode), special requirements are needed for gate driver loop impedance. Gate driver loop optimization is critical especially for hard switching topologies (as continuous conduction mode totem pole PFC...), where high voltage slopes ($dU_{ds}/dt > 100V/ns$) on drain can be easily achieved. Currents flowing through inner parasitic capacities during transients on Drain can cause self-opening which can result in device failure by exceeding absolute maximum ratings. On the other hand, e-mode transistors allows to control du/dt by choosing gate resistor accordingly. Absence of diode reverse recovery charge existing in silicon MOSFETs allows GaN devices to operate in CCM even in half bridge / full bridge configuration.

GaN enhanced mode power transistor is therefore eligible for high end applications, e.g where compact dimensions and high efficiency is required at the same time. Currently, 25mOhm / 650V / 60A rated devices are available from GaN systems manufacturer, similar 22mOhm / 650V / 50A rated devices are reported by VisIC. There are also interesting products from Panasonic and EPC - developing low voltage eMode GaN.

2.3. GAN CASCODE

Transphorm, ON Semi are working on cascode GaN transistors. By cascode is meant the combination of low voltage fast silicon transistor (typically MOSFET) with “normally ON” GaN transistor (d-mode) according to Fig.4

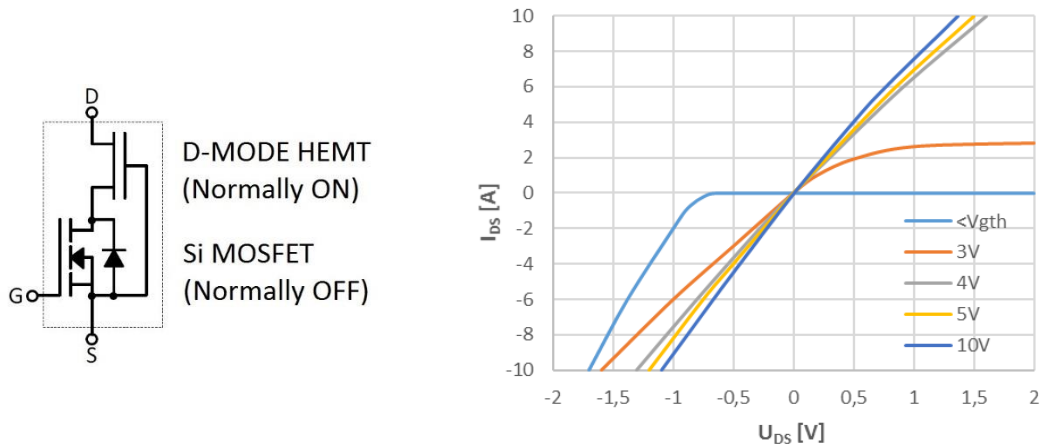


Figure 4: GaN cascode power transistor structure [3] and typical output characteristic [9]

Main benefit of the GaN cascode is the higher Gate-Source threshold voltage (2-3.5V) – obviously caused by Si MOSFET in the cascode structure. GaN cascode can conduct reverse/forward current with voltage present on the Si Mosfet Gate electrode (case a. and b. on the picture below). Voltage drop is then defined by the forward current and the sum of the low voltage Si MOSFET and depletion mode GaN channel ON resistance. In reverse operation mode with no voltage on Gate ($U_{GS} = 0V$) the current flows through intrinsic body diode of silicon mosfet and depletion mode GaN transistor – reverse voltage is than equal to body diode reverse voltage plus product of reverse resistance of d-mode transistor and flowing current (case c.). There is no difference between reverse conduction with zero gate voltage, and negative bias on gate electrode ($U_{GS} < 0V$) – using negative Gate voltage during device driving is possible.

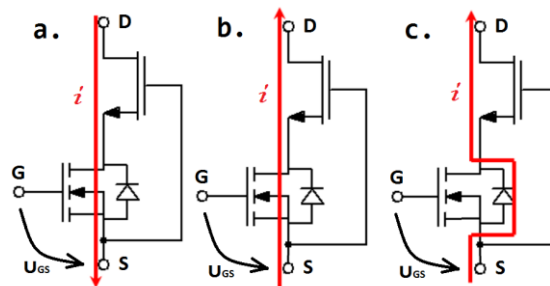


Figure 5: GaN Cascode operating modes

Note that the accurate control of drain voltage slope during turn-on and turn-off is not possible with Cascode structure. By changing Gate resistance is control of du/dt possible only within a limited range. Output characteristic of GaN cascode transistor is conjunction of two independent output characteristic of low voltage Si MOSFET and GaN d-mode and correlation between them [9]. Example of the cascode output characteristic is on picture above, where sharp edge around Si MOSFET Gate threshold voltage can be seen.

Currently 34mOhm / 600V / 70A rated devices are reported by Transphorm and relatively wide portfolio from other manufacturers. Many of these devices are available in standard TO220 and TO247 (3 pin) packages, which does not allow to optimize and fully utilize performance potential of the GaN because the switching speed must be reduced in these applications in order to achieve reliable operation. Another approach is chosen by Texas Instruments where the GaN device is integrated with a driver to offer 70mOhm Rdson in a 600V/12A rated device.

3. CONCLUSION

There is no doubt, that the Gallium Nitride power transistors are taking their role in switch mode power conversion systems. Nowadays we can see many existing designs from different power supply manufacturers using this new technology with outstanding results in efficiency and power density. The way of development in this field will likely follow a compact SMT packages which allows to optimize driver layout and helps to reach the best performance in final application. Integrating the gate driver with power chip in the same package is definitely one of the future solutions.

Another important point is price. It is expected that GaN devices price will drop continuously in next years as the volume increase. This is an important advantage of the GaN over its indirect SiC rivals.

REFERENCES

- [1] EPC. Manufacturer Webpage [online]. USA: WEB, 2016 [cit. 2016-12-09]. Available from: www.epc-co.com
- [2] GaN Systems. Manufacturer Webpage [online]. USA, 2016 [cit. 2016-12-09]. Available from: www.gansystems.com
- [3] LIDOW, Alex., Johan STRYDOM, Michael ROOIJ a Yanaping MA. *GaN transistors for efficient power conversion: the eGaN FET journey continues*. 1. El Segundo, CA: Power Conversion Publications, c2012. ISBN 06-155-6925-0.
- [4] L. Huber, J. Yungtaek, and M. M. Jovanovic, "Performance Evaluation of Bridgeless PFC Boost Rectifiers," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol.23, no.3, pp.1381-1390, May 2008.
- [5] Panasonic Semiconductors. Manufacturer Webpage [online]. Japan, 2016 [cit. 2016-12-09]. Available from: <http://www.semicon.panasonic.co.jp/en/products/powerics/ganpower/>
- [6] MACOM. Manufacturer Webpage [online]. USA, 2016 [cit. 2016-12-09]. Available from: <https://www.macom.com/products/rf-power-products/rf-power-transistors---gan-on--2>
- [7] Texas Instruments. Manufacturer Webpage [online]. USA, 2016 [cit. 2016-12-09]. Available from: www.ti.com
- [8] Transphorm. Manufacturer Webpage [online]. USA, 2016 [cit. 2016-12-09]. Available from: www.transphormusa.com
- [9] ZHENGYANG, Liu. *Characterization and Failure Mode Analysis of Cascode GaN HEMT*. Blacksburg, Virginia, 2014. Virginia Polytechnic Institute.

EXPERIMENTAL USE OF NOVEL PULSE GENERATOR FOR IRREVERSIBLE ELECTROPORATION

Veronika Novotná

Doctoral Degree Programme (2), FEEC BUT

E-mail: xnovot62@vutbr.cz

Supervised by: Dalibor Červinka

E-mail: cervinka@feec.vutbr.cz

Abstract: Irreversible electroporation (IRE) is a relatively new technique for minimal invasive non-thermal ablation treatment of solid tumors. This article describes basics of IRE and available devices for this technique. The parameters of commercial NanoKnife IRE generator are verified and the unique experimental IRE generator developed at the Brno University of Technology is presented in this paper. Further, there is a comparison of thermal effects on a target tissue of commonly used radiofrequency ablation (RFA) and the novel IRE generator using an infrared camera. All experiments were performed *ex vivo* on a porcine liver. The difference in maximum temperature between the output powers used was 17.8 °C with RFA and 3 °C with IRE. This is a significant difference and shows the IRE's capability of liver tissue ablation without thermal damage. The new IRE generator is also capable of replacing NanoKnife because of its features and versatility.

Keywords: Development, Irreversible Electroporation, Radiofrequency ablation, Infrared camera

1. INTRODUCTION

Minimally invasive treatment techniques are the current trend in medicine. This paper focuses on ablation techniques. Irreversible electroporation (IRE) is an efficient but not well-known technique with a number of advantages. Therefore, new experimental IRE generator, inspired by commercially available NanoKnife IRE generator, was developed. The thermal effects on the treated tissue of the new IRE generator and radiofrequency ablation device (RFA) are compared. Although it has some disadvantage, the new experimental IRE generator is capable of solving various medical indications.

This method uses cell membrane properties in its favor. Plasma membrane consists of a lipid bilayer with embedded K^+ and Na^+ channels ensuring regulated transmission of ions through the membrane between intracellular and extracellular liquids. Electrically, the membrane behaves like a capacitor in parallel with a high resistance resistor. If the cell is exposed to short high voltage electrical pulses, then the cell membrane charges up and nano-scale pores are formed in the membrane (see Figure 1a) [1].

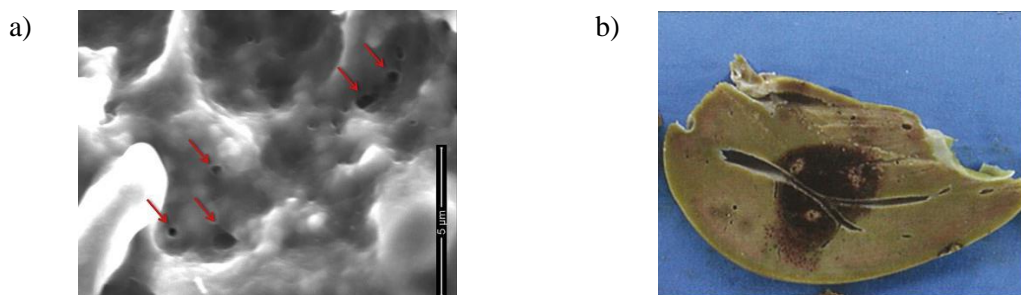


Figure 1 a) Scanning electron microscopy image of multiple nano-sized pores (red arrows) on the cell membrane of swine liver after IRE ablation [3]. b) Photograph of the electroporated liver. Blood vessels and other sensitive collagen structures remain undamaged [2].

Thanks to these pores the membrane permeability to ions and macromolecules increases. This effect is a function of various pulse parameters as well as parameters of the cell. These are shape, length, amplitude, a number of pulses and intervals between them, but also cell type and cell size, membrane flexibility or permeability. Increasing intensity of electric field yields larger pores [1].

If the permeabilization is transient it is referred to reversible electroporation, and if it is permanent it is irreversible electroporation. Both phenomena have important application in biomedical technology. Reversible electroporation is used for fusion of cells, induction of drugs into cells or transdermal delivery of drugs (e.g. anti-cancer drugs) and genes. [3] Irreversible electroporation is used for sterilization of liquid media or grocery from micro-organisms but over the past 9 years, it has found its place in minimally invasive tissue ablation. A number of studies on its validity, safety and efficiency in *in vivo* animal and human models is performed all over the world. Moreover, it seems to be promising treatment method in other applications as well [4].

2. IRREVERSIBLE ELECTROPORATION

As mentioned above, irreversible electroporation (IRE) is novel non-thermal tissue ablation technique. It uses electrical energy to produce focused cell death which comes within seconds. This is an advantage of IRE in comparison with other tissue ablation modalities which use thermal energy instead. These methods include radiofrequency ablation (RFA), microwave ablation and cryoablation. Additional benefits of irreversible electroporation include shorter treatment time, ability to treat considerably larger lesions, sharp boundaries of ablated region, less damage to normal surrounding tissue and minimal dissipation of thermal energy. Furthermore, it is not negatively affected by local blood flow [4].

The procedure of the IRE treatment is following. Required number of needle electrodes is placed in the area of the solid tumor. Usually, the voltage of each pulse is between 1500 V and 4000 V, it is 100 μ s long with 1 s between the pulses in series of 90 pulses. The nanopores are formed and the cell goes to apoptosis, it dies. Adjacent structures such as blood vessels or nerves remain undamaged (see Figure 1b). The area of dead cells is soon filled with new healthy cells whereas the tumor cells are not able to regenerate.

3. RADIOFREQUENCY ABLATION

Radiofrequency ablation technique (RFA) is the interventional procedure for cancer treatment. High-frequency alternating current is applied to the tissue via active electrodes and produces a frictional heating of the tissue. Unfortunately, the cell destruction in the affected area does not occur selectively. Moreover, flowing liquids, such as blood flowing in nearby blood vessels cool down the area and complicate the process of RFA. Another problem connected with blood vessels, biliary tract, vascular structures and other histologically similar tissue is their destruction by produced heat. Therefore, RFA is not the ideal method to treat tissues which are adjacent to these structures. [5]

4. EXPERIMENTS

Only one device performing IRE on animal models and humans is commercially available so far. It is called NanoKnife from AngioDynamics and it is used by medical research teams worldwide. Only one piece of this device is available in Czechia and even a rent is not affordable for lots of the research teams. Therefore, Department of Power Electrical and Electronic Engineering, BUT in cooperation with University Hospital Brno Bohunice has developed unique high-voltage pulse generator for IRE.

4.1. THE PARAMETERS VERIFICATION OF NANOKNIFE IRE GENERATOR

At first, the exact parameters of NanoKnife were measured to set the requirements for development of the new device. The current probe TCP0030 from Tektronix and voltage probe N2771A from

Agilent were used to measure the data (see Figure 2a). NanoKnife consists of a high-voltage power supply with a high-voltage storage capacitor and a transistor switch connecting the high voltage directly to electrodes. This configuration requires a safety clamping transistor which ensures short-cut of the output. This avoids delivering an uncontrolled width of the pulse ($>100 \mu\text{s}$) during control failure or damage of the main transistor switch. NanoKnife provides voltage up to 3 kV and current up to 50 A (see Figure 3a). It can use up to 6 electrodes, but usually, not more than 3 are used. Unfortunately, only disposable electrodes with special chip might be used. The price of this device in thousands of Euros is another downside. Pulses are nicely rectangular but their length is limited only by the charge on the high-voltage capacitor. [4], [5].

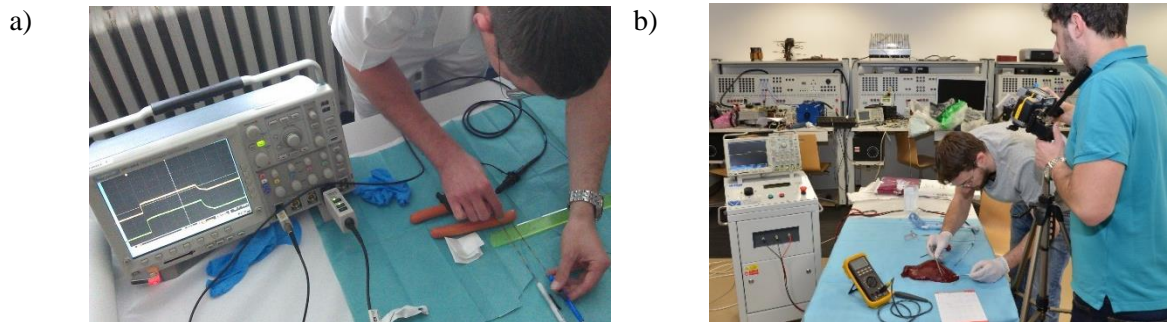


Figure 2 a) An acquisition of exact parameters from NanoKnife IRE generator, b) Photograph from the experiment with the novel balloon catheter described in Chapter 4.2.

Based on these results the new IRE generator was designed. At a first sight, it might look same as NanoKnife IRE system but its working principle and internal construction are in fact completely different. It works as follows. The line voltage is converted to variable mid-voltage DC-link with a storage capacitor. The high-voltage transformer is switched by mid-voltage IGBT transistor and the diode rectifier is connected to its output. The pulse transformer on the output principally does not allow transfer of a pulse longer than $150 \mu\text{s}$, because of a core saturation. Even though this layout increases a complexity of the power stage, it brings a superior safety of operation for the patient as well as for the doctor especially in a case of failure.

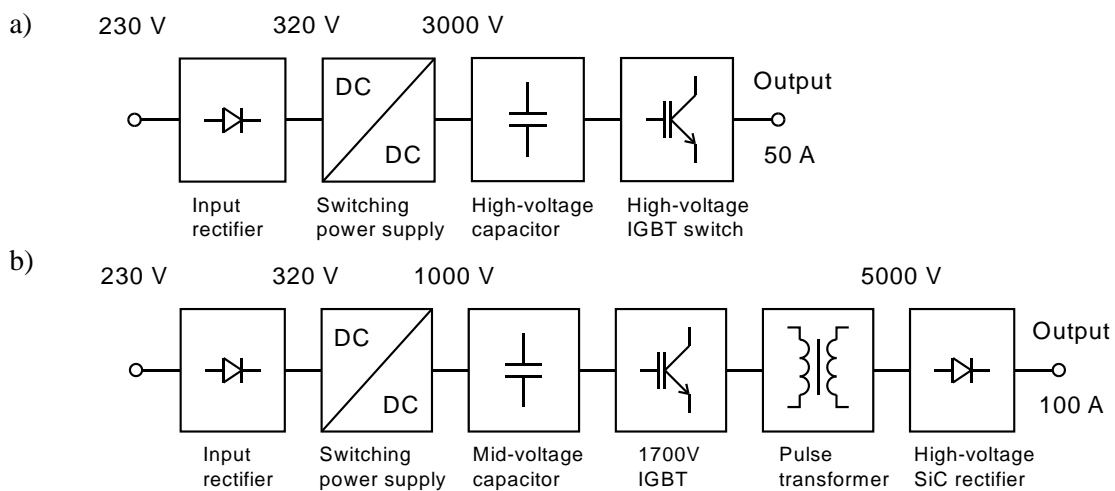


Figure 3 a) A block diagram of NanoKnife and b) new BUT IRE generator.

The newly developed device is capable of 5 kV and 100 A (see Figure 3b) and its price is significantly lower than NanoKnife. It is well suited for experimental purposes because of its greater range of output parameters and ability to connect a broad spectrum of electrode types (needles and catheters). At once up to 3 electrodes might be used. As mentioned earlier, the length of the pulse is restricted but it is not perfectly rectangular. However, this fact does not have any effect on the functionality of the device. The BUT generator contains relatively heavy iron-core transformer

(approximately 15 kg). This might be disadvantageous for the transportation of the device [5].

4.2. THE THERMOGRAPHIC MEASUREMENTS DURING IRE AND RFA

In this experiment, radiofrequency ablation and irreversible electroporation were compared. The measurements were performed *ex vivo* on a porcine liver at room temperature. All thermograms were recorded using an infrared camera (FLIR B200 with a sensitive thermocouple probe). The camera was at a distance of 1 m from the sample (see Figure 2b). The temperature of the tissue was measured during the experiments as well as immediately after the ablation procedure inside the liver tissue [5].

RFA 1500, RITA Medical Systems was used for the experiment. RFA was performed in a bipolar mode. A Habib EndoHPB catheter with a pair of active electrodes was inserted into the liver tissue. The catheter consisted of 2 ring electrodes 8 mm apart with a distal electrode 5 mm from the leading edge. Power settings of 5 W and 10 W were used for different time periods (up to 90 s). Nominal values of the RFA generator are either 150 W in 25-100 Ω , 460 kHz in power and temperature control mode or 25 W in 10-999 Ω , 460 kHz in track ablation mode [5].

For the IRE was used the newly designed device and unique balloon catheter with 3 electrodes on the external surface. Each electrode was 1 mm wide and 10 mm long. They were 120° apart from each other on the balloon of 8 mm in diameter. The catheter was inserted into the liver tissue approximately 1 cm below the surface and filled with physiological saline solution. This assures good contact between the tissue and the electrodes. A sequence of 50 pulses 100 μ s for all three combinations of active electrode pairs was applied. That means 150 pulses for the whole electroporation experiment. The two tested output voltages were 1,500 V and 2,500 V. The electric current was 4 A and 10 A respectively. This means that the average power was 0.6 W in the case of 1.5 kV and 2.5 W with 2.5 kV (then the peak power was 6 kW and 25 kW respectively) [5].

The experiment with the same setting was performed using two needle electrodes from NanoKnife IRE generator. The electrodes were 1 mm in diameter, with 10 mm long active part. The distance between the electrodes was 15 mm. This is their standard configuration. With the changing distance, the effect of IRE will change as well. Different values of current and voltage were tested. The further experiments were carried out on 14 domestic swine (50-60 kg) *in vivo*. IRE in bile duct was done using the balloon catheter with electrodes.

5. RESULTS AND DISCUSSION

The exact parameters of NanoKnife were verified. The measured data showed that the maximum voltage is really 3 kV and the maximum current is 50 A. The construction solution of NanoKnife was studied and based on the observation a new device was designed and constructed. It disposes of the maximum of 5 kV and 100 A which greatly expands the possibilities for experimental use. All tests were carried out on *ex vivo* porcine liver.

The IRE experiments with the needle electrodes in the standard configuration, mentioned above, revealed really interesting findings. If the peak power during the pulse is between 5 kW and 8 kW the thermal damage is imperceptible and macroscopically not visible. However, histological results show some minor changes. The changes of the tissue by the peak power of 15 kW are visible by the naked eye. We can say that 15 kW is approximately the limit between IRE and thermal damage of the tissue. If the peak power is e.g. 25 kW the tissue is thermally damaged and it turns white. It is an emergence of coagulation necrosis and protein denaturation. These findings go hand in hand with results from the thermographic measurements of IRE and RFA liver ablation experiment. The peak output powers of IRE were 6 kW and 25 kW. The maximum temperature was 20°C with 1.5 kV (6 kW) and 23°C with 2.5 kV (25 kW) which means a difference of 3°C. Histological changes of liver tissue were visible only in the case of the higher voltage.

In order of the thermal effect comparison between IRE and RFA, the average power values of IRE are important (0.6 W and 2.6 W). The power is delivered continuously during the RFA procedure. It

means the tissue was exposed to the power of 5 W and 10 W. At a first sight, this is a significant difference of the power applied to the tissue. The maximum temperature at 5 W was 37.7°C and with 10 W it was 55.5°C which is a difference of 17.8°C [5].

The thermograms showed that the temperature in the area of RFA application is less homogenous. Moreover, the sensitive structures adjacent to ablated area are not affected by IRE. In comparison, visible thermal changes of the tissue were observed in the case of RFA application. It must be considered, that heating effect is influenced by the cooling effect of circulating fluids, such as blood. This is advantageous in the case of IRE but works against the RFA where the temperature increase is required [5].

The trials on *in vivo* porcine liver were performed with interesting interim results which are still being processed.

6. CONCLUSION

Based on the measurements with NanoKnife and its inner construction solution, new IRE generator was developed and tested on the *ex vivo* porcine liver. All experiments and measurements proved that the newly developed BUT IRE generator is capable of replacing expensive NanoKnife IRE system. Its suitability for liver tissue ablation was proved. The new IRE generator does not heat up the tissue as much as commonly used RFA which is greatly advantageous.

Future research will be focused on development of novel AC (alternating current) IRE generator for cardiac ablation and treatment of arrhythmias, and H-FIRE (High-frequency irreversible electroporation) generator as well as improvement of presented balloon catheter and development of new pulse applicators. Various IRE generators have potential use in oncology, intervention radiology, cardiology or aesthetic surgery.

ACKNOWLEDGEMENT

This research was financially supported by a project of a specific research program of Brno University of Technology No. FEKT-S-17-4374 (Increasing the efficiency of electric drives). The acknowledgment belongs to the collaborators of this project. Namely to the Faculty Hospital Brno Bohunice and to the University of Veterinary and Pharmaceutical Sciences Brno.

REFERENCES

- [1] IVORRA, Antoni and Boris RUBINSKY. In vivo electrical impedance measurements during and after electroporation of rat liver. *Biochemistry*. 2007, 70(2), 287-295. DOI: 10.1016/j.biochem.2006.10.005.
- [2] *The first surgical ablation system based on Irreversible Electroporation Technology*. 1. USA: AngioDynamics, 2010.
- [3] DAVALOS, Rafael V. and Boris RUBINSKY. Temperature considerations during irreversible electroporation. *International Journal of Heat and Mass Transfer*. 2008, 51(23-24), 5617-5622. DOI: 10.1016/j.ijheatmasstransfer.2008.04.046. ISSN 00179310. Available at: <http://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/S0017931008002706>
- [4] JOURABCHI, Natanel, Kouros BEROUKHIM, Bashir A. TAFTI, Stephen T. KEE and Edward W. LEE. Irreversible electroporation (NanoKnife) in cancer treatment. *Gastrointestinal Intervention*. 2014, 3(1), 8-18. DOI: 10.1016/j.gii.2014.02.002. ISSN 22131795. Available at: <http://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/S2213179514000078>
- [5] BERNARD, Vladan, Tomáš ANDRAŠINA, Dalibor ČERVINKA, Jan MARTIŠ, Petr PROCHÁZKA, Vojtěch MORNSTEIN and Vlastimil VÁLEK. A Thermographic Comparison of Irreversible Electroporation and Radiofrequency Ablation. *IRBM*. 2016, 38(1), 26-33. DOI: <http://dx.doi.org/10.1016/j.irbm.2016.11.001>.

INCREASING THE EFFICIENCY OF SMALL HYDRO POWER PLANT FOR CHANGING WATER FLOW

Ondrej Rubes¹

Doctoral Degree Programme (1), FEEC BUT

E-mail: ondrej.rubes@vut.cz

Supervised by: Dalibor Cervinka

E-mail: cervinka@feec.vutbr.cz

Abstract: This paper deals with increasing the efficiency of a small hydro power plant in a low power operation. Problem of the low power operation is low efficiency. Both, turbine and generator, are optimized for nominal power. On the other hand, in the low power operation they have low efficiency. The losses in generator are analysed and possible improvements are suggested. This should contribute to higher efficiency in the low power operation. Water turbine efficiency is showed for different water flows and ways to improve efficiency for lower flows are presented. Calculation of nominal efficiency and possible new higher efficiency is made.

Keywords: Small hydro power plant, Efficiency, Converter

1 INTRODUCTION

Eco-friendly solutions are often discussed, because of high number of technologies which produce pollution. One big part is energy generation. Traditional coal-fired power plants produce lot of air pollution which means big problem for living environment. New solutions as renewable sources are being finding but they often have another problem, for example vision impact of solar photovoltaic power plants or wind power plants. Problem of hydro power plants often lays in huge dams which devastates countryside, mainly forests and green fields. This problem does not concern in small hydro power plant which are often made on historical localities such as old water mills etc. However, this type of power plants has problem with variable water flow, because it misses the dam. This variable flow is space for improvements in electromechanical part of the power plants. Low power of small hydro power plants enable to use a converter to invent new type of operation.

2 LOW POWER OPERATION MODE OF HYDRO POWER PLANT

As was said in introduction, small hydro power plants are sensitive to changing river flow. The power plants very often work at lower power than nominal power is [1]. That is because they have lower efficiency due to constant no-load losses of generator and lower efficiency of water turbine. An example of this power plant is small hydro power plant in the Czech Highlands (MVE Jimramovske Paseky). There is horizontal Francis turbine. It has controllable stator blades regulating water flow which changes the output power to constant water level. The turbine is coupled with induction generator using flat belt. Figure 1 shows a view onto a mechanical room of the power plant.

¹ Ondrej Rubes is Brno Ph.D. Talent Scholarship Holder – Funded by the Brno City Municipality



Figure 1 View on the generator and output shaft of the small hydro power plant

The nominal power of this power plant is 15 kW, for which the power plant is optimized. Figure 2 shows average power in each month for the last three years. Most of the year, the average power is lower than 10 kW and big part of the year, the power is about 5 kW, which is one-third of nominal power. The efficiency in this low power operation is lower and it is place to improvements.

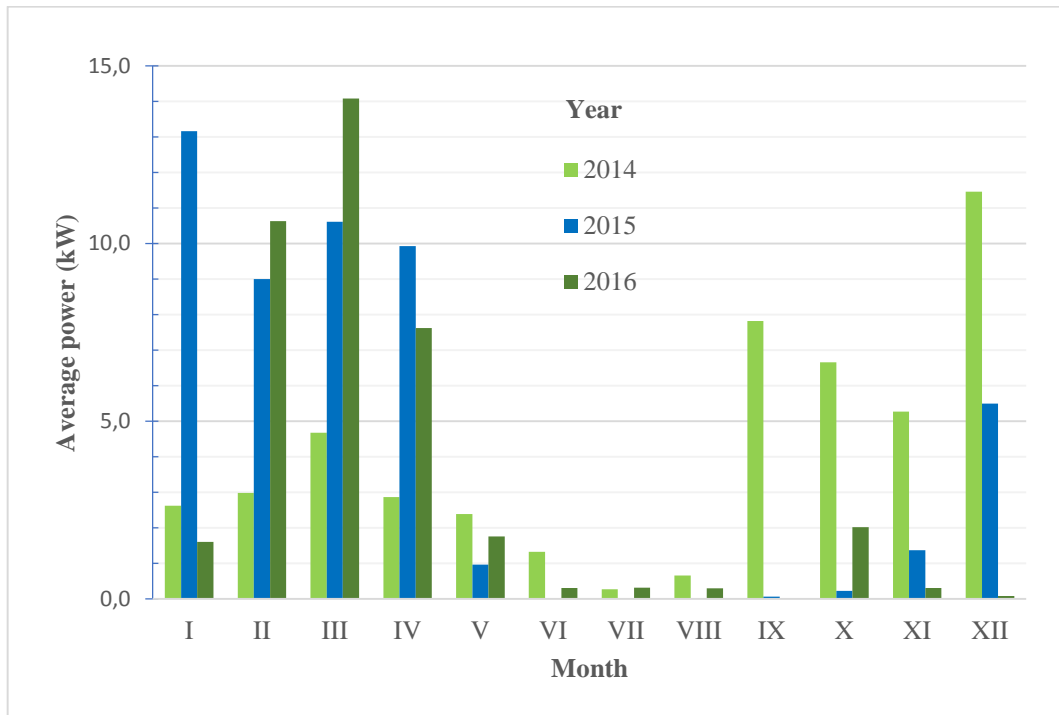


Figure 2 Average power in each month for the last three years

3 EFFICIENCY ANALYSIS

The losses in a hydro power plant are shown in the Figure 3. They can be divided into two main groups; losses in a hydro turbine and losses in an induction generator. Figure 3 illustrates main losses in both groups and their dependency on changeable operation values.

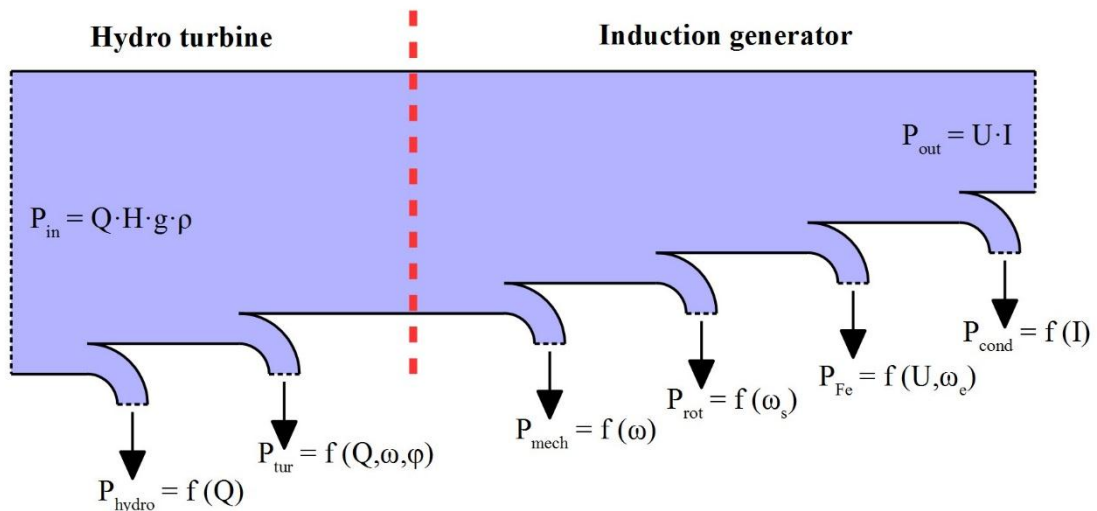


Figure 3 Power losses in a hydro power plant

Detailed analysis of all of them is huge issue and it exceeds the range of this paper. Losses in hydro turbine are explained by many authors, for example the presentation [2]. Losses in induction machine in the paper [3]. For this paper, the losses are summed together for each part of whole plant and are represented by the efficiency. The efficiency of power plant is composed of efficiency of generator and turbine, as Figure 4 shows. The final efficiency of hydro power plant is described by equation (1).

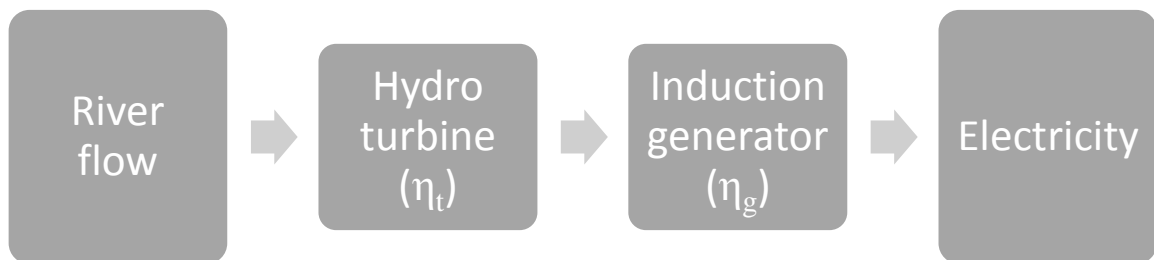


Figure 4 Process of power flow in a hydro power plant

$$\eta = \eta_t \cdot \eta_g \quad (1)$$

3.1 EFFICIENCY OF THE GENERATOR

In the paper [4], analysis of generator efficiency is presented. The result of that analysis is that for lower power is better to use lower voltage. Figure 5 shows efficiency depending on stator voltage for power around 4 kW, of 15 kW power generator. For nominal stator voltage 400 V the efficiency in low power operation is about 80% and optimal power can be 91% for voltage 230 V. This method simply increases efficiency only by changing delta/star stator mode. More sophisticated method is to use a converter, which enables to set an optimal stator voltage for each power.

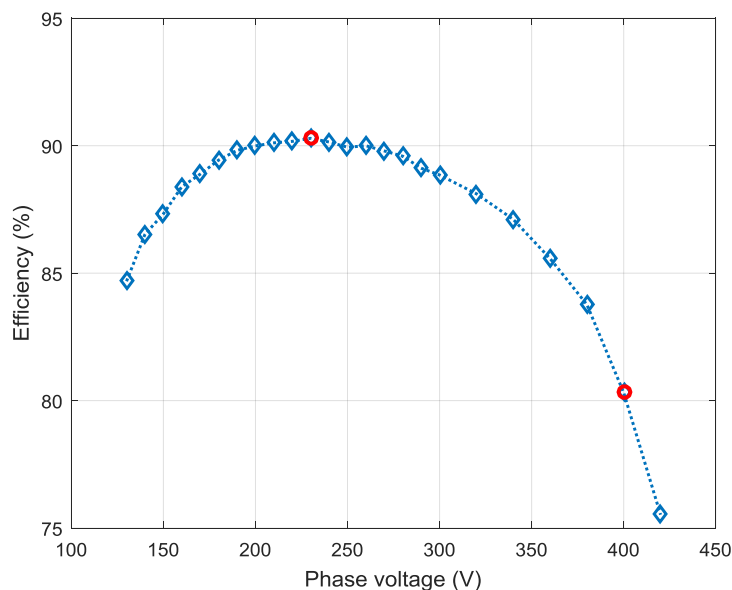


Figure 5 Efficiency of the generator in dependence on the stator voltage [4]

3.2 EFFICIENCY OF THE WATER TURBINE

Not only generator but also turbine has lower efficiency for lower power. Paper [5] analyses efficiency of some types of the water turbines. Authors present normalized efficiency of Francis turbine. For reference speed of rotation 50 rpm, the normalized efficiency is 100% for nominal flow 0,13 m³/s. For flow 0,04 m³/s, which is around one-third of nominal flow, the normalised efficiency for the same speed of rotation is around 36%. The highest efficiency for this flow could be 42% for slower speed 40 rpm. For bigger turbine, the difference could be more noticeable.

Real efficiency of Francis turbine from the first chapter is about 85%. This efficiency is equal to normalized 100% frequency. The efficiency for one-third power is 36% from to 85%, which makes 30%. The improved efficiency can be 42% from 85%, which is 36%. It means relative improvement of 20% on efficiency of turbine.

4 DISCUSSION

The efficiency of the whole power plant for one-third power of nominal value is originally:

$$\eta_1 = \eta_t \cdot \eta_g = 0.3 \cdot 0.8 = 0.24 \quad (2)$$

After improving, it can be higher:

$$\eta_2 = \eta_t \cdot \eta_g = 0.36 \cdot 0.9 = 0.32 \quad (3)$$

After improvement, the efficiency can be 8% higher, which means 33% relative improvement. As was said in previous chapter, the efficiency of turbine was from the article that deals with different type of turbines. So for a real turbine it can be higher but the principle of the improvement is the same.

The converter must be used to obtain improved efficiency. It has not 100% efficiency, so the efficiency of the whole plane should be recalculated:

$$\eta_{2_real} = \eta_t \cdot \eta_g \cdot \eta_{conv} = 0.36 \cdot 0.9 \cdot 0.95 = 0.31 \quad (4)$$

The equation (4) shows that efficiency of the whole power plant with the converter can be also higher than traditional version.

5 CONCLUSION

Calculations show that efficiency of a small hydro power plant can be increased by changing of stator voltage and mechanical speed. Stator voltage affects generator efficiency. Calculation of generator efficiency is made from author's previous paper, where the calculation was verified by experiment. Calculation of turbine efficiency is used from paper [5], where similar, but not the same turbine was tested. It is expected that efficiency of turbine in presented power plant will be similar but also not the same. However, the trends in efficiency are identical.

Solution with the converter has higher efficiency. There is also one positive fact; It is possible to brake turbine to zero speed or simply connect it to a grid. The question is whether the solution with converter would be able to make enough money to pay it. There is possibility of using DC grids, which can contribute to cheaper converters without active rectifier.

The fact is that the calculations are not precis including deep physical models and equations. However, it was not the main aim of this paper. The goal was to analyse possible improvements for low power operation of hydro power plant which was successfully made. The next research step should be the precis physical model and mathematical analysis where optimal operation with the highest possible efficiency should be found.

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] 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-.
- [2] Forelesninger, "Losses in Francis Turbines," 2006. [Online]. Available: http://www.ivt.ntnu.no/ept/fag/tep4195/innhold/Forelesninger/forelesninger_2006/6 - Francis Turbine.pdf.
- [3] P. Vorel, P. Hutak, and P. Prochazka, "Maximum efficiency of an induction machine operating in a wide range of speed and torque - part 1 (theoretical analysis)," in *2010 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, 2010, pp. 1364–1371.
- [4] O. Rubes and D. Cervinka, "Efficiency Optimization of Small Hydro Power Plant in Low Power Operation," in *17th International Conference on Environment and Electrical Engineering*, 2017, p. Paper in appearance.
- [5] G. A. Aggidis and A. Židonis, "Hydro turbine prototype testing and generation of performance curves: Fully automated approach," *Renew. Energy*, vol. 71, pp. 433–441, Nov. 2014.

THE UNCERTAINTY OF MEASUREMENT IN LIGHT LABORATORY

Martin Motyčka

Doctoral Degree Programme (1), FEEC BUT

E-mail: motyckam@feec.vutbr.cz

Supervised by: Jan Škoda

E-mail: skoda@feec.vutbr.cz

Abstract: This article has task to inform a reader of uncertainties of measurement in laboratory of light. In the first part there are mathematical descriptions of different types of uncertainties, including the methodology for their determination. The second part is focused in detailed description of standard uncertainties for measurement of the luminous flux, luminous intensity distribution and spectral power distribution. The last section provides practical calculations and results of standard uncertainties as an integral value or wavelength function.

Keywords: Uncertainty, photometry, luminous flux, luminous intensity distribution, spectral power distribution, integrating sphere, goniophotometer.

1. INTRODUCTION

Measurement of photometric quantities is not as accurate as measuring electrical quantities. There are outdoor photometers with uncertainty of measurement more than 20 %. Photometers with laboratory quality are much more “accurate”, however they are very expensive and difficult in term of calibrations and maintenance. In order to evaluate results correctly it is necessary to analyze photometric measuring system in term of uncertainty of measurement. Moreover uncertainty of measurement of photometric system increases significantly in time. Thus laboratory measuring devices need to be calibrated regularly and posted results should be related with uncertainty of measurement. Laboratories providing uncertainty budget in their reports seem to be more reliable and prestige. In addition uncertainties of measuring devices are important in classification and selection procedure for every photometric laboratory.

2. THEORY OF UNCERTAINTY

Every measurement of certain quantity is resulted as a specific value. However, in many cases its accuracy is not known. In order to classify any measurement in terms of accuracy, uncertainty was defined. Mathematically speaking uncertainty represents an interval or space for three-dimensional quantity, where “true value” is located with certain probability. There are three types of uncertainties. They are different in calculations and probability distribution.

Uncertainty type A describes unpredictable events during measurement or its instability. Although photometric laboratories are well light-sealed, there might be unwanted reflections or light leakage. In some cases it is possible to eliminate these random errors. Nevertheless noise and instability of measurement contribute to type A uncertainty unconditionally. Type A uncertainty is calculated as a standard deviation of mean as followed:

$$u_A = \frac{1}{\bar{x}} \sqrt{\frac{1}{n(n-1)} \sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})^2} \cdot 100 \% \quad (1)$$

Where n stands for the size of sample, x_i are the certain values of the sample, \bar{x} is the mean of the sample. Due to normal probability distribution this uncertainty only represents interval with true value with probability of 68.3 %. Thus it is not sufficient as a presenting result. In order to expand this interval, coverage factor is defined. For normal distribution and coverage factor $k_u = 2$ probability of measuring true value raises to 95.4 %. Estimating uncertainty as a standard deviation is the most preferable, however it necessary to have at least 20 measurements [1].

Uncertainty type B involves system errors e.g. measuring device or system error. In comparison with type A uncertainty, type B is usually calculated from device measuring error, usually stated in product datasheet. However, it is important to know coverage factor used by a manufacturer. In photometry there are many errors e.g. photometer, spectral, cosine etc. Uncertainty type B is calculated:

$$u_{Bi} = \frac{\delta_{mi}}{k_{ui}} \quad (2)$$

Where δ_{mi} stands for maximum measuring error and k_{ui} for coverage factor. For equal probability distribution coverage factor equals $k_u = \sqrt{3}$. Uncertainty type C is combined from type A and B with help of simplified propagation error formula. However, it is necessary that both types are equally expanded, meaning they have the same confidence interval.

$$u_C = \sqrt{u_A^2 + \sum_{i=1}^n u_{Bi}^2} \quad (3)$$

Generally it is recommended not to expand any uncertainty until the final uncertainty type C. As mentioned above this uncertainty has confidence interval of 68.3 %. Therefore it is necessary for practical reasons to expand this uncertainty with coverage factor $k_u = 2$.

3. INTEGRATING SPHERE

Integrating sphere is a photometric device especially designed for fast measurement of luminous flux of light sources and luminaries. With spectroradiometer included, it is possible to measure spectral power distribution, correlated color temperature and color rendering index. Standard uncertainties are divided into uncertainties of measuring system and structural character. Uncertainty of measuring system consists of uncertainty of measuring device – photometer, calibration, correction procedure and instability of measurement.

3.1. LIGHT NORMAL UNCERTAINTY

In order to sustain certain uncertainty of measurement, it is necessary to calibrate system once a year at minimum. As a light normal was designated the quartz-halogen lamp with temperature of chromaticity of 2856 K. Light normal comes with datasheet including measured spectrum power distribution SPD and total luminous flux with certain uncertainty. Unfortunately the light normal luminous flux uncertainty is guaranteed only for short period of operational time, most often 20 – 25 hours. In addition luminous flux in this period might drop by 0.3 – 0.5 %. Thus it is necessary to monitor operational hours and overall age of light normal. As light a normal it is used GE FEL 1000W [2].

3.2. CALIBRATION UNCERTAINTY

When calibration procedure is repeated, there might be minor differences in calibration files/curves. Thus it is necessary to evaluate mean value and uncertainty as standard deviation from several independent calibrations. Temperature inside the sphere and of the light normal should be the same and luminous flux should be stable. This uncertainty is wavelength – dependent. Due to halogen lamp with low UV radiation as light normal uncertainty rises near UV spectrum. The analysis of uncertainty of calibration is performed for every wavelength with 1 nm step.

3.3. CORRECTION UNCERTAINTY

Preceding any measurement it is necessary to perform correction of optically non-active materials of the luminaire. First the luminous flux of the empty sphere with correction lamp on is measured. For purpose of correction an incandescent lamp is used. It is located inside the sphere behind the baffle. The second measurement is for sphere with luminaire off and correction lamp on. In this case it is chosen a luminaire with dark grey or black surface. As a result of these two measurements it is calculated a correction curve. However when correction curve is measured many times, there are differences in results. The difference even depends on timing the procedure. It is recommended to let correction lamp stabilize for 10 minutes. However even after that the luminous flux still changes little. Thus it is necessary to perform correction as fast as possible. When a few correction curves are acquired uncertainty is calculated as standard deviation with normal probability distribution [3].

3.4. COMBINED UNCERTAINTY

In order to calculate combined expanded uncertainty of measurement for each wavelength it is used eq. 3. However, it is important to calculate with not expanded or all equally expanded uncertainties. The combined uncertainty of measurement for analyzed integrating sphere is showed in Fig. 1.

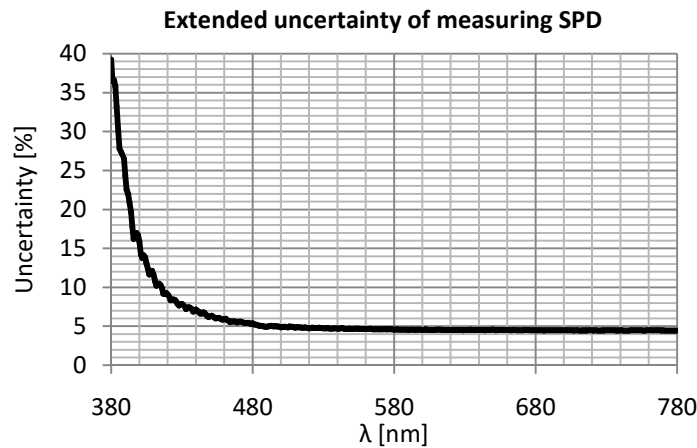


Figure 1: Extended uncertainty of measuring SPD

4. GONIOPHOTOMETER

Goniophotometer is a photometric measuring system for measurement of luminous intensity distribution. It is made from rotating parts, fixation unit for tested luminaire and measuring device – photometer. Luminaire under test is fixed and rotated in two planes in order to measure luminous intensity from different point of view. Scheme of goniophotometer is showed in fig. 2. Uncertainties of the goniphotometer are following.

Uncertainty of angular positioning is calculated from cosine error provided by manufacturer in datasheet. Moreover there should be specified photometer errors e.g. spectral, cosine or light normal. Next uncertainties have to be measured and calculated. Photometric law of distance can be used only for small luminaries at great distance from the detector. However when large luminaire is tested, photometric law cannot be applied anymore. Thus it is necessary to calculate “finite uncertainty” from characteristic sizes of the luminaire and photometer optics and their distance. Next uncertainty lies in orthogonality of detector to the luminaire. It depends on the angle β showed in Fig. 2. The last uncertainty is type A of the instability of the measurement. It is recommended to measure one luminaire with the same conditions more than 100 times to eliminate random errors. Standard uncertainty is than calculated as a standard deviation with normal probability distribution and coverage factor $k_u = 2$.

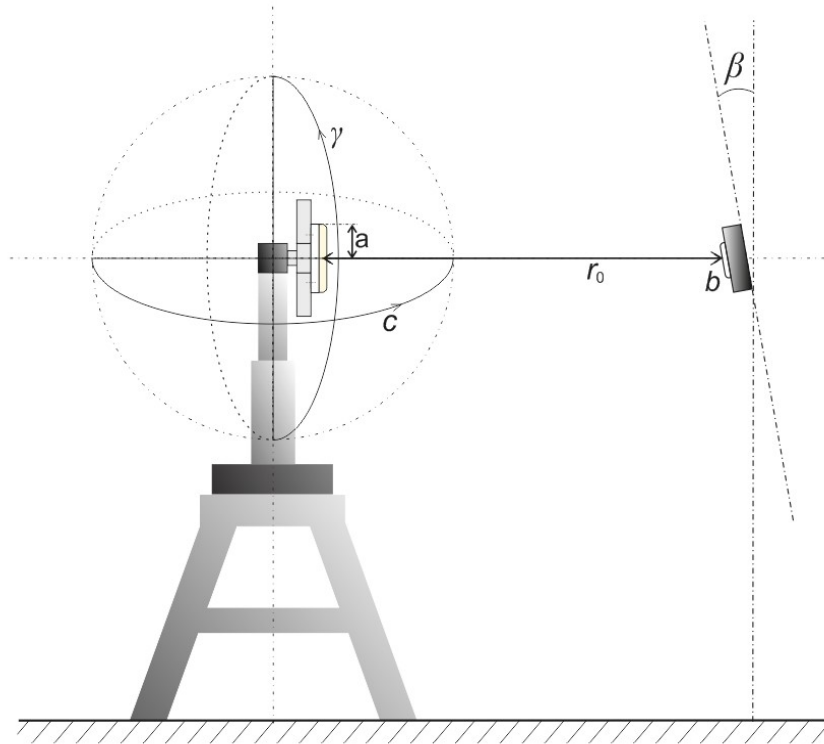


Figure 2: Goniophotometer scheme

5. RESULTS

5.1. INTEGRATING SPHERE

Integrating sphere is located in light laboratory at Brno University of technology Brno, Faculty of Electrical Engineering and Communication, Department of Electrical Power Engineering. Diameter of the sphere is 2.5 m and surface is made of barium sulphate. There are two baffles – one for correction lamp and one for spectroradiometer JeTi SCB 1211 UV. The power source for DUT and correction lamp is voltage-stabilized. Although uncertainty of SPD measurement is known, it is necessary to evaluate uncertainty of luminous flux measurement. Best suited method is Monte Carlo. In the following tab. 1 there is the uncertainty budget for measurement of luminous flux of Cool LED luminaire.

Table 1: Uncertainty budget for measurement of luminous flux in percentages

Uncertainty	Symbol	Type A	Type B
Instability	U_a	0,20	
Light normal	U_{bn}	2,00	
Correction procedure	U_{bc}	0,81	
Calibration	U_{bk}	0,64	
Light normal ageing	U_{bt}		0,30
Spatial nonuniformity	U_{bu}		0,50
Combined	U_{bc}	2,32	
Expanded combined	U	4,65	

5.2. GONIOPHOTOMETER

Goniophotometer is located in the same laboratory and it has distance of 11.5 meters from detector. As a detector it is used luxmeter PRC Krochmann RadioLux 111 class L. Luxmeter is fixed on the wall and aligned with laser-based measuring devices. For accuracy there are step motors with 16-bits A/D converter. The uncertainty budget for Cool LED luminaire is showed in following tab. 2.

Table 2: Uncertainty budget for measuring luminous intensity distribution in percentages

Uncertainty	Symbol	Type A	Type B
Light normal	U_{bn}	0,30	
Calibration	U_{bk}	0,15	
Spectral - $V(\lambda)$ filter	U_{bs}		0,67
Spectral of non-incandescent light sources	U_{bz}		0,02
Angular positioning	U_{by}		0,32
Finite dimensions	U_{br}		1,58
Measurement of distance	U_{bl}	0,05	
Combined	U_{bc}	1,78	
Extended combined	U	3,56	

6. CONCLUSION

Estimating uncertainties in light laboratory is very difficult and time demanding task. Although measurement in integrating sphere is very fast and reliable, there are a lot of uncertainties to estimate. Light normal uncertainty forms the most significant part of final uncertainty and depends on quality of used FEL lamp which should be traceable to laboratory which provided the calibration. Calibration and correction uncertainties are difficult to eliminate and their estimating is time demanding. Moreover correction uncertainty changes with different type of luminaire. As a referential it is recommended luminaire with dark grey or black surface. In case of structural uncertainties it is advised to take NIST recommendation [2]. The integrating sphere at Brno VUT has uncertainty of measurement of luminous flux $U = 4,65 \%$. The extended uncertainty of measurement on goniophotometer consists of uncertainties of measuring and positioning system. The most significant part forms uncertainty of finite dimensions. It is recommended to estimate this uncertainty for maximal size luminaire fitting in goniophotometer. In case of low quality luxmeter it is necessary to evaluate spectral error of measurement of non-incandescent light sources. The final extended uncertainty of measurement luminous intensity distribution on goniophotometer at Brno VUT equals $U = 3,56 \%$.

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] M. Motyčka, Measurement Uncertainty in Photometry, Brno University of Technology, Faculty of Electrical Engineering and Communication, 2016, s. 95
- [2] Y. Ohno, NIST Measurement Services: Photometric Calibrations, 1997, s. 85
- [3] D. Scharpf, Practical Approaches to Uncertainty Analysis for Light Measurement Systems Using Integrating Spheres and Spectroradiometers, CORM 2015 Annual Conference. Boulder 2015, s. 37

INNOVATION OF THE CONTROL SYSTEM OF FUSED DEPOSIT MODELING LOW-COST 3D PRINTER

Jiří Ctibor

Doctoral Degree Program (1), FEEC BUT

E-mail: xctibo01@vutbr.cz

Supervised by: Ivo Pazdera

E-mail: pazderai@feec.vutbr.cz

Abstract: This paper describes new hardware conception of the control system of Arduino based RepRap Low-Cost 3D printer. Firstly, there is slightly introduced the general structure of the control systems of these printers. Then the main attention is paid to design of the new stepper driver module in addition with some new innovative features. It needs to be noted that paper is oriented only to hardware point of view, not to software implementation.

Keywords: 3D printer, RepRap, FDM, FFF, Arduino, Stepper Driver, Stepper Motor

1 INTRODUCTION

This article is aimed to a very frequently adverted topic in nowadays to low-cost 3D printers using *Fused Deposit Modeling* printing technology. Most of these low-cost printers use an Arduino-based control system, with some kind of additional electronic circuits composed of power electronics and other auxiliary analog and digital circuits. These circuits could be called "interface" because they are some kind of intermediary between CPU and peripherals of the printer. Some of these interfaces are developed with non-professional sense and goes especially those published under open source license, what can cause unreliability during own printing. The unreliability of 3D printers, which can print one object for a couple of hours or days, is impermissible. Printing time and therefore requirements for reliability is more important with increasing of building area. Greater building area was the second reason to make the innovation of 3D printer control system. Increasing builder area also requires greater demands for printing speed and consequently for drives. In proposed new conception is used one of the most powerful application specific integrated circuits for stepper motor control usually available on the market. The new control system is also designed with respect to complex functions like printing of two materials or three color simultaneously and others. The article reflects only hardware design and realization, not modification and implementation of the control software, what will be certainly needful for full implementation of some new additional features.

2 GENERAL LOW-COST 3D PRINTER CONTROL SYSTEM CONCEPT

Only a few words about low-cost 3D printer control system structure. On following *Figure 1* is depicted the general basic structure of control system of Arduino based printers. Most of the low-cost 3D printer are "Arduino based", especially the open source ones. It means that the brain of the control system is Arduino. Directly physically in contact between control and printing stuff is "interface".

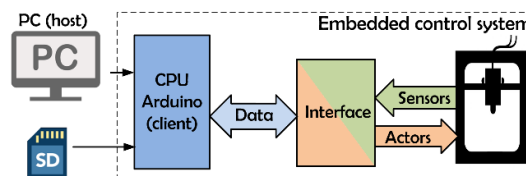


Figure 2: Control system structure

This article is primarily dedicated to the hardware design of this interface. The interface is complex electronic circuit consist of all kind of electronics. Those are main drivers for stepper motors, power switches to utilize heaters and fans. On the other side, controlling of a 3D printer requires processing some analog and digital signals obtained from own printing process so it requires also several circuits to processing signals. Other required electronic is also auxiliary power supplies for all sub-components and strong power bus to supply all power modules. As implies from *Figure 3*, there are two possible ways how to feed embedded control system by G-code. One way is in real time over a serial line, secondly is the batch of instruction saved on some memory medium like SD card of USB flash [1].

3 DEFICIENCIES OF THE GENERALLY USED OPEN SOURCE INTERFACE

The most known and used interface is RAMPs (RepRap Arduino Mega Pololu shield). It was designed right for RepRap needs. Its advantages are a simple design, small dimensions, and really low price. It is also open source and everybody skilled easily could make it. But as usually, very low-cost design has some issues, which can cause unreliability mentioned in the introduction, namely: step down converters don't contains flyback diodes, power transistors have not been properly placed on the PCB and also are driven directly from microcontroller's output pin by level of 5 V. Also stepper driver modules haven't got such good conception. The novel interface's design proposed will solve these basic issues and brings new features and more professional solution.

4 IMPROVEMENTS, INNOVATIONS, AND ADVANTAGES OF NEW INTERFACE

Proposed interface definitely eliminates deficiencies mentioned before in *Chapter 3*, then brings some new conceptions and designs, such as new stepper driver modules with more powerful and more reliable integrated circuit, better subsystem arrangement to avoid EMI between individual parts, also better power management. It was placed a big emphasis on PCB design and for implementation of some precautions, for example, protection of digital and analog inputs. Finally, what is really new and innovative is software control of desired motor current and stepping algorithms allowing to the control software changing phase currents and stepping mode in real-time during printing.

4.1 INTERFACE CONCEPTION

Because interface becomes slightly complex during design, it was divided into several separate parts, according to their function. The main part called *motherboard* contains all submodules, excluded power modules. Every power module is on own board. Conception shall be rather apparent from following *Figure 4*.

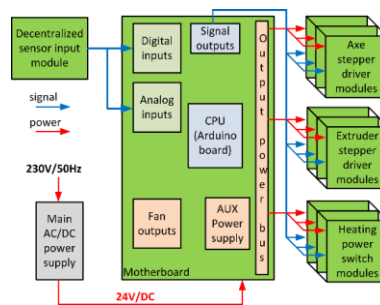


Figure 4: Interface conception

This design assumes, that 3D printer will be supplied from AC/DC power supply with output power up to 700 W when fully equipped and with the output voltage of 24 V DC. The Higher supply voltage for stepper motors means higher dynamics and higher torque in high speeds [2] so the interface is designed to be supplied from 24 V DC therefore it is necessary to design several auxiliary power supplies to feed control electronic and the others.

4.2 STEPPER DRIVER MODULE DESIGN

The main part of the driver is a specific integrated circuit, called stepper driver, which is dedicated to controlling two-phase bipolar stepper motor. These stepper drivers ICs have easy to use interface, so it simplifies and reduces demands on CPU hardware and software. ICs consist of power output stage, control circuits, protection circuits and input logic. Its internal structure is presented in *Figure 5*. The main advantage of these drivers is that they cater the current loop control, which used to be very fast. ICs have two main digital inputs – *step* and *direction*. Direction input determines direction of the shaft rotation (CW or CCW), step input handles individual steps, so every step incoming causes one mechanical step of the motor shaft. Next, to these main digital inputs, there are binary inputs to configure excitation mode. It leads to that stepper could operate in full step, half step, $\frac{1}{4}$ step, up to $\frac{1}{256}$ depending on IC type and manufacturer. Besides digital inputs, ICs also have analog inputs to set reference current. The current is defined by voltage level to this analog input.

Instead of using weak stepper driver ICs in SMD packages like in RAMPs, which is suited preferably for an occasional valve or damper control rather than non-stop control of axis, it is used more powerful IC made in much better construction. It is TB6600HG from Toshiba. It could provide 4,5 A (5 A peak) phase current and up to 42 V of the supply voltage. Micro-steps could be set up to $\frac{1}{16}$. The biggest advantage is that they are made in HZIP package, which is able to simply mount it directly to a traditional solid metal heatsink, what is recommended for power ICs like this. 3D model of axis driver module is presented on following *Figure 6*.

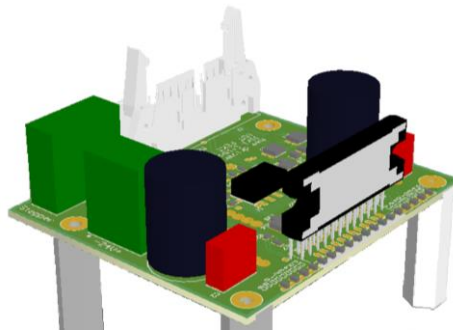


Figure 6: Model of axis stepper driver module

4.3 REQUIRED NOMINAL STEPPER MOTOR TORQUE

The designer of stepper motor gear must calculate required torque with some backup. Usually, it is recommended to design from one to two times higher torque than is required maximum torque. It means, that motor will be under loaded in most of the time. Required torque could be estimated with the aid of:

$$T_m(t) = T_d(t) + T_s(t) + T_f(t) \quad (1)$$

Where T_d is a dynamic compound of total torque, T_s is a static compound of total torque and T_f is compound caused by friction in bearings, gears, and belts. The value of friction torque is much smaller, so for the torque design, it could be omitted. Static torque in case of X, Y-axis is irrelevant, because printing process does not require any static linear force like CNC miller etc., so could be omitted as well. Requirements for Z-axis are different. Rather than high dynamics like in X and Y-axis, which leads to high incremental torque, it has to be kept in a stable static state and to be changed only one time per one horizontal layer, which generally leads to holding torque.

Dynamic torque actually depends on the mass of moving parts, represented to rotation motion by inertia J , and chosen maximal linear acceleration, represented to rotation motion by angular acceleration ε . Mass of moving parts m and given linear acceleration a must be recalculated to rotation motion with simple equations to J and ε when the transmission is known. After omitting the rest compounds, the equation of desired nominal torque will be simplified:

$$T_m(t) = T_d(t) = J \cdot \varepsilon = J \cdot \frac{d\omega}{dt} \quad (2)$$

Therefore, from equation (3) and (4) implies, that motor's torque is required mainly during acceleration and it must be at any instant higher than dynamic torque. If not, there is a big chance to losing steps.

4.4 ABILITIES OF SOFTWARE STEPPER CONTROL

Micro-stepping is excitation technique bringing the benefit that motor can operate with higher resolution than is given by its mechanical design. Namely, if the basic step is 1.8° it means 200 steps per revolution, using micro-stepping e.g. 1/256 it can reach 256 times more steps – 51200 steps, which really increase the printer resolution. In addition, micro-stepping audibly decrease the level of generated uncomfortable sounds. However, it is less known, that micro-stepping dramatically decrease the incremental torque of the stepper motor. The tendency of torque decreasing using micro-stepping is presented in following *Figure 7*, obtained from source [3]. Stepper motors are mostly controlled in open loop because this ability is their biggest advantage. Control in the open loop means that control system does not have any feedback about actual position.

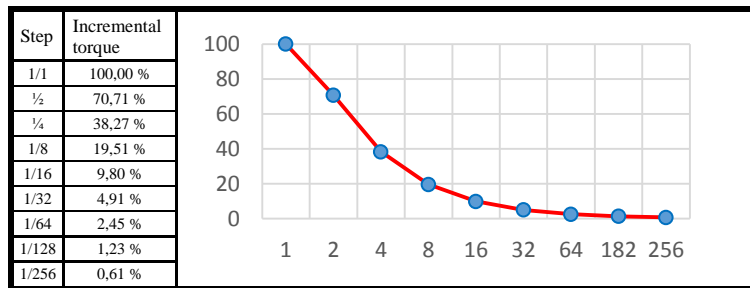


Figure 7: Incremental torque decreasing caused by micro-stepping [3]

The position is only calculated by the home position and known step size. The home position must be set using end stops every switching on the printer, by the operation called "homing". This is last moment when control system has a chance to detect position, after that it can only rely on calculations. A problem can occur, when the actual dynamic torque is greater than the nominal incremental torque of the stepper motor, even for a while. In this case, some steps could be lost forever. It means that calculated position from that moment will not be equal to actual position, because of abstention of any position feedback. Losing steps makes an accumulative error in position, which depreciates final product. Position then must be recalibrated by the new homing process, and the whole product must be made again from a base because it is not possible to recalibrate and continue with previous print.

It is possible to say, that torque of stepper motor is adequate to phase current. In addition, torque is strongly dependent on exciting mode. Using micro-stepping technique will dramatically drop down the motor torque (*Figure 7*). Designed stepper driver offers software control of the phase current and excitation mode. So control software can handle these parameters in real-time during printing. In comparison, most of the conventional stepper drivers used in low-cost 3D printers have the only possibility to set the current and exciting mode by hardware potentiometer and jumpers and cannot be changed operatively on demand. These real-time control features could decrease backup factor in torque design or will allow higher dynamic moves. Ability to real-time software control of excitation modes could bring benefits especially in non-extrusion moves, when the movement speed is required, rather than position accuracy. So for doing non-extrusion movements system can utilize steppers in full step, and use their nominal incremental torque. In the new stepper driver module desired current is controlled via digital potentiometer connected to the CPU using the I²C bus. Excitation mode is set also over I²C using external GPIO expander because of a lot of required digital pins. Current and excitation of each axis driver could be changed individually because torque demands in X and Y-axis could come in different instants.

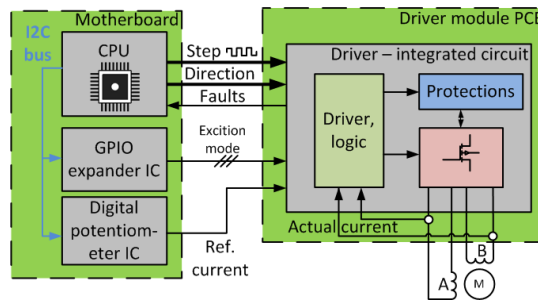


Figure 8: Block diagram of designed stepper driver module with real-time stepper control

5 CONCLUSION

The article is considered to hardware realization of the new interface for Arduino based 3D printer control system. There were two main reasons, to innovate the interface. First of them was, that it will be used for the complex 3D printer with huge, enclosed and heated building area, so it leads to higher demands for movement system, and the 3D printer will be able to print three color objects so the printer has to utilize three extruders and three heated nozzles as well. Second reason was, that generally used interface in RepRap 3D printers RAMPs have many technical deficiencies.

Next task in this project will be about software development, just to be able to use all newly implemented features, mainly those with real-time stepper driver control.

There are at least two possible ways of implementation the real-time stepper control. First way could be that all features will be implemented just directly in printer firmware – it requires some type of planner or queue of upcoming instructions because software has to know several instructions to the future, to prepare required current and changing the exciting mode. The second way of implementation those features is to create a new special G-code instruction, which will define required current and excitation mode. Then this feature will be implemented into the CAM preprocessor and when it generates for example sequence for an arc, it will then add G-code instruction before and after it to modify reference current and excitation.

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] CANESSA, Enrique, Carlo FONDA a Marco ZENNARO. *LOW-COST 3D PRINTING FOR SCIENCE, EDUCATION & SUSTAINABLE DEVELOPMENT* [online]. 1. Terst, Italy: ICTP—The Abdus Salam International Centre for Theoretical Physics, 2013 [cit. 2017-03-09]. ISBN 92-95003-48-9. Aviable from: <http://sdu.ictp.it/3D/book.html>
- [2] PCB LINEAR. *Stepper Motor NEMA 17*. 1. PCB Linear A Pacific Bearing Co., b.r., 4 s. Aviable from: <http://www.pblinear.com/Download/DataSheet/Stepper-Motor-Support-Document.pdf>
- [3] BEAUCHEMIN, George. Microstepping myths. *Machine Design* [online]. 2003, **75**(19), 86 [cit. 2017-03-09]. Aviable from: <http://search.proquest.com/docview/217183551?accountid=17115>

EXPERIMENTAL MEASUREMENT OF RADIAL TEMPERATURE DISTRIBUTION OF DC ARC

David Šimek

Doctoral Degree Programme (2), FEEC BUT

E-mail: xsimek18@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Vladimír Aubrecht

E-mail: aubrecht@feec.vutbr.cz

Abstract: The paper is focused on an electric arc spectroscopy diagnostics related to electric low voltage apparatuses. Measurement of radiation spectra of the electric arc burning between carbon electrodes with copper admixture is presented. Copper has a lot of suitable atomic spectra lines for calculation purposes. The problems connected with the measurements are discussed. The main part of the paper deals with a calculation of radial temperature distribution of the arc. Abel inversion was used to extract the radial (2D) distribution from a one-dimensional projection measurement. Atomic lines database of National Institute of Standards and Technology was used as a spectral data source for the calculations.

Keywords: DC arc, temperature measurement, atomic emission spectroscopy

1 INTRODUCTION

Atomic emission spectroscopy is a powerful tool for plasma diagnostic. Hot plasma between electrodes radiates a lot of energy. If the plasma contains free atoms/ions, then its radiation spectrum consists of narrow energy peaks. These peaks are called spectral lines. If the atom/ion accepts amount of energy which is given by the difference between two neighbouring energy levels, then the electron can jump to the higher one. This phenomenon is called excitation. Excited state is unstable. If there is lower energy income than necessary to stay excited, electron moves spontaneously back to the lower energy level while irradiates energy specific to the radiation transfer between two energy levels. This radiation energy can be measured by spectrometer. Two main methods of the spectra measurement are commonly used. The first method based on self-radiation of plasma is called emission spectroscopy. On the other hand the second method which needs supplementary source of radiation is called absorption spectroscopy. The radiation of this source is measured after passing through measured object. Output data from spectrometer is emission or absorption spectrum, see Figure 1.

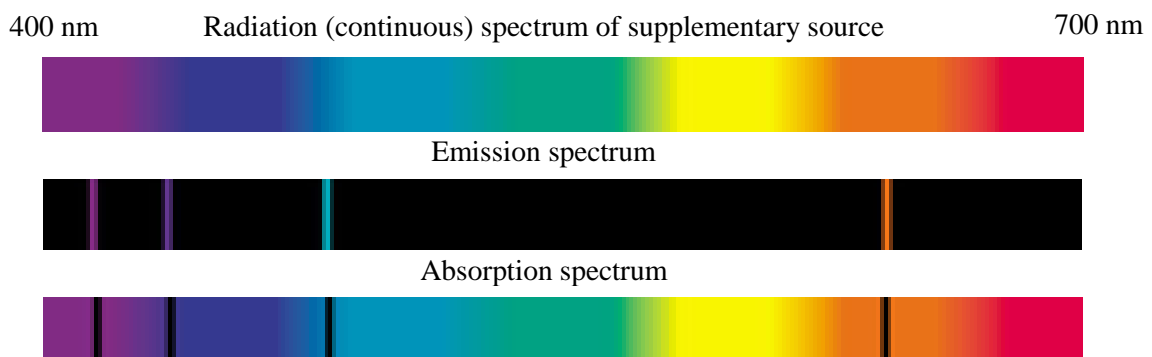


Figure 1: Absorption and emission spectra of hydrogen [1].

Atomic spectra can be described by the Bohr model of atom and wave mechanics. Bohr used classic laws of motion and quantum conditions for his theory. Basic idea was placed by equation (1).

$$\Delta E = \frac{hc}{\lambda} \quad (1)$$

where h is Planck constant,
 c speed of light
and λ wavelength [1, 2].

Atomic emission spectroscopy is more suitable for electric arc spectra measurements. It allows calculation of a plasma composition, temperature and other important physical properties. An advantage of this method is that the measured object is not affected by the measuring devices. Block diagram of measuring circuit is shown in Figure 2.

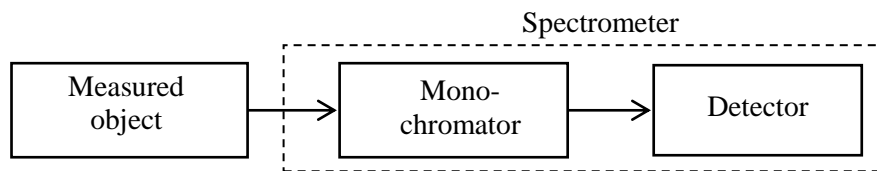


Figure 2: Block diagram of emission spectra measurement.

Spectrometer was used as measuring instrument. CCD chip is commonly used as a detector. Output from this measurement is a line spectrum which contains peaks of specific wavelengths. Peaks look like lines in global view. Shape of a spectral line is shown in Figure 3. In the Figure 3 there are labelled important properties of spectral line: maximum relative intensity of line (I_{max}), full width at half maximum ($\Delta\lambda$) and characteristic wavelength of line (λ_0).

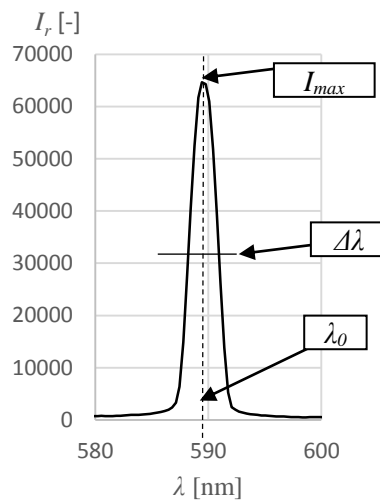


Figure 3: Shape of spectral line [2].

2 EXPERIMENTAL SETUP

Measurement chain was arranged according to Figure 4. Dynamo was used as DC power supply. Series stabilization resistor was used for the current control. Electrodes were cylindrical rods with

diameter of 13 mm and length of 100 mm. Cathode was an arc lamp carbon electrode with cooper admixture. Anode was an arc lamp carbon electrode without cooper admixture. The arc was projected through the lens to the screen. Optical fibre was used for necessary separation of measurement devices from the power circuit and transmission of light from a specific position to the input slit of the spectrometer. Avantes Avaspec ULS-3648TEC was used as spectrometer. Data were stored and processed in laptop using AvaSoft 7.7 software.

The arc was burning under atmospheric pressure without any external ionisation source, it is called free burning arc. Both current and voltage between electrodes were measured and maintained constant. Current was of 5 A. Voltage between electrodes was of 52 V.

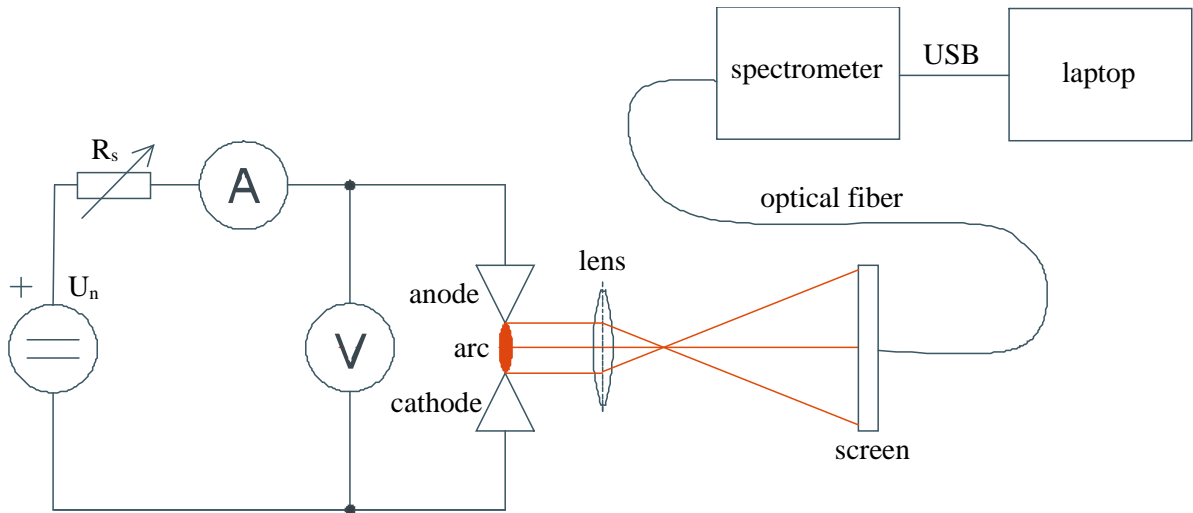


Figure 4: Simplified scheme of measurement chain.

3 MEASUREMENT PROCEDURE

- a) The free burning arc was generated with current of 5 A and voltage of 52 V.
- b) Optical fiber was adjusted to center of an arc image on the screen.
- c) Radiation spectrum was saved into laptop.
- d) Optical fiber was shifted to next position and spectrum was saved. Eleven spectra were measured in eleven different positions.
- e) Relative radiation intensities of all lines were calculated.
- f) Relative radiation intensities of all lines were plotted into graph in dependence on position of optical fiber and points were fitted by polynomial.
- g) Abel inversion was applied to all curves to extract the radial (2D) distribution from a one-dimensional projection measurement.
- h) Boltzmann plot was plotted for each point and temperature was calculated from slope of the Boltzmann plot.
- i) The temperatures were plotted into graph in dependence on distance from the arc axis.

4 RESULTS AND DISCUSSION

Example of radiation spectrum can be seen in the Figure 5. Admixture of copper is suitable for calculation purposes, because its spectrum contains appropriate lines. The spectral lines are intensive and have appropriate distance between each other.

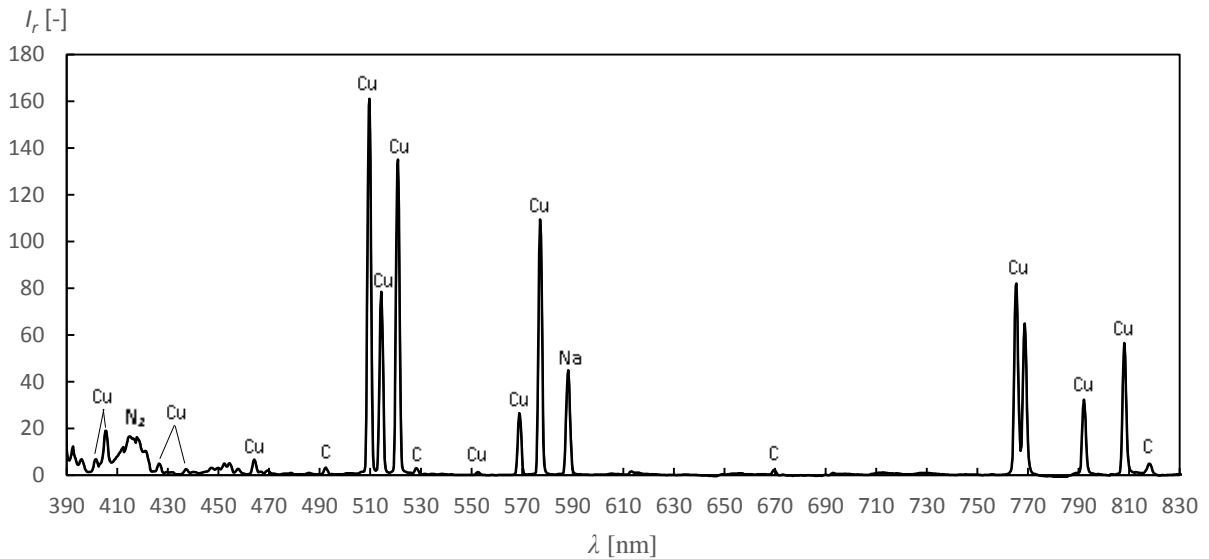


Figure 5: Spectrum measured in axis of the arc.

Radial temperature distribution is presented in the Figure 6. Interpretation assumes cylindrical symmetry of the investigated arc. Boundary points of the arc are not presented due to insufficient signal to noise ratio.

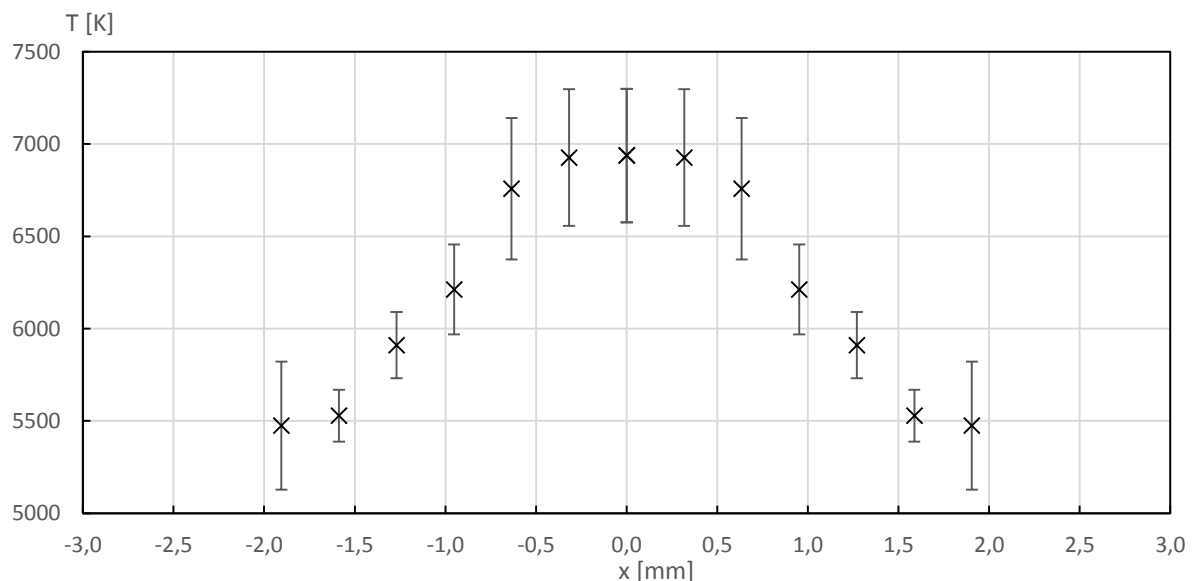


Figure 6: Radial temperature distribution of the arc.

The arc temperature was calculated about 7000 K as maximum temperature near the axis of the arc. The temperature decreases with decreasing distance from the axis.

It is important to mention that the temperature calculation may be affected by a few complications. The first one is a spectral lines shape deviation. It depends on spectrometer resolution.

The second problem corresponds with database using. The transition strength and the transition probability, or Einstein coefficient were taken from the NIST database. The NIST database states

that the values used for calculations has accuracy of C+ class. That means accuracy more than 82 %.

Another problem is related to the database using again. NIST database cannot cover all experiment conditions of the spectral line measurement. That means that the database contains lines measured under different pressures, temperatures etc.

5 CONCLUSION

The aim of the measurement was to measure radial temperature distribution of DC arc between carbon electrodes with cooper admixture. Radial temperature distribution of the arc is presented in Figure 6.

Atomic emission spectroscopy was used for spectra measurement. Temperature was calculated from relative intensity of spectral lines of cooper. Calculated values correspond to realistic assumptions, although the calculation contains simplifying assumptions.

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-14-2342).

REFERENCES

- [1] NAAP: Eclipsing Binary Simulator: The three main types of spectra, [online]. 2006. [Accessed 15 March 2017]. Retrieved from: <http://science.jburroughs.org/astromet/NAAP/ebs/spectraltype.html>
- [2] FANTZ, U: Plasma Sources Science and Technology: Basics of plasma spectroscopy, [online], 2006. Vol. 15, no. 4p. S137-S147. [Accessed 10 March 2017]. DOI 10.1088/0963-0252/15/4/S01. Retrieved from: <http://stacks.iop.org/0963-0252/15/i=4/a=S01?key=crossref.55c2687ff5694740c0db81c4b07cacd0>
- [3] NIST: National Institute of Standards and Technology: AtomicSpectra Database Lines Form, [online], 2012. [Accessed 14 March 2017]. Retrieved from: http://physics.nist.gov/PhysRefData/ASD/lines_form.html
- [4] ŠIMEK, D: Master Thesis: Effect of a switching arc on design of low voltage switchgear, BUT, 2015.

ANALYSIS OF BROKEN ROTOR BARS FAULT IN INVERTER FED INDUCTION MOTOR BY MEANS OF MOTOR CURRENT SIGNATURE ANALYSIS AND STRAY FLUX OF MOTOR

Ielyzaveta Chernyavska

Doctoral Degree Programme (3), FEEC BUT

E-mail: ielyzaveta.chernyavska@vutbr.cz

Supervised by: Ondřej Vitek

E-mail: viteko@feec.vutbr.cz

Abstract: In this paper the analysis of effect of broken rotor bar fault in squirrel-cage induction motor fed by frequency converter is presented. The motor current signature analysis as well as stray flux of motor were used in order to verify the capability of these techniques to identify the presence of different types of investigated fault in case of different types of supply and load. There were measured 4-pole motors with different level of broken rotor bar fault under different loads. Obtained data is presented in the form of graphs and tables and the comparison of obtained results was carried out.

Keywords: squirrel-cage induction motor fault; motor current signature analysis; stray flux; broken rotor bars; inverter; fault diagnosis; condition monitoring

1. INTRODUCTION

Induction machines are generally perceived as highly important in various types of industries because their cost is relatively low, and in the same time they can perform with certain reliability. So in order to prevent operational damage of motor and further financial losses early detection and diagnosis of present faults should be conducted.

Even when minor faults occur, electric machines can still run for a significant amount of time, however with time those minor faults can evolve and become a reason for a complete machine breakdown. This is why for the protection of industrial equipment preventive steps should be taken at times.

In this research, motor current signature analysis (MCSA) as well as the stray flux of the motor are used as the diagnosis techniques of investigated motors.

Inverter-fed motor line current, unlike a utility driven one, includes time harmonics that affect the fault diagnosis in a harmful manner: inherent floor noise interferes the quality of fault pattern recognition using line current spectrum. The MCSA shows low effectiveness because of the problem of interaction of fault induced harmonics with harmonics introduced by inverter, i.e. MCSA has lower monitoring sensitivity in this case [1].

Due to the fact that fault-related harmonics amplitude can differ depending on the motor supply and presence of noise in current signal, vast majority of current researches strive to improve MCSA method of fault diagnosis with the help of artificial intelligence and statistical analysis.

In this research, MCSA method together with the monitoring of stray flux of motor are applied on inverter-driven induction machines in order to verify the capability of this technique itself to identify specific for the broken rotor bars fault-indicative frequency components in cases of different types of supply.

2. THEORETICAL BACKGROUND

In the previous researches the generation and presence of frequencies related to the presence of broken rotor bar faults in the spectrums of magnetic flux density and current was described [2] from which it follows that magnetic flux density formula considering the presence of rotor asymmetry in the stator reference frame is

$$\begin{aligned}
 B(\theta_1, t) = & B_1 \cos(\omega_1 t - p\theta_1) + \\
 & B_{1F} \cos((1 - 2s)\omega_1 t - p\theta_1) + \\
 & B_v \cos(v\omega_1(1 - s) - s\omega_1 - p\theta_1) + \\
 & B_{vF} \cos(v\omega_1(1 - s) + s\omega_1 - p\theta_1)
 \end{aligned} \tag{1}$$

where B – is the magnetic flux density, θ_1 – is angle around the periphery, t – is time, ω_1 – is angular stator supply frequency, p – is the number of pole pairs, s – is slip of the motor.

From stated above expression of the magnetic flux density the presence of the fundamental frequency can be clearly seen, as well as the presence of the sideband at frequency $2s\omega_1$. This is twice the slip frequency modulation of the supply current. Such a cyclic variation in the current reacts back onto the rotor to produce a torque variation at twice the slip frequency that, if the rotor does not have an infinitely high inertia, gives rise to $2s\omega_1$ variation on mechanical vibration that can be used for fault detection. This speed effect reduces the lower sideband current swing and produces an upper sideband at $(1+2s)\omega_1$, enhanced by modulation of the third harmonic flux in the stator and it can be seen that other sidebands at $(1\pm 2s)\omega_1$ are also found [3].

3. EXPERIMENTAL RESULTS

The current of motor as well as its stray flux were monitored and analyzed using the experimental installation with F.W. Bell 7030 Gauss/Teslameter and the Hall probe as a magnetic flux sensor and DAQ board by National Instruments. To analyze obtained data LabView software was used. The Unidrive M701 from Emerson Control Techniques was used as a supply source with the open loop control type.

There were measured motors with one broken rotor bar, two adjacent and two oppositely located broken rotor bars, as well as the healthy one. Measurements were carried out for three types of loads: no-load, half-load and full load and with switching frequencies of inverter of 3kHz. Table I shows parameters of investigated motors.

Measured results were also compared with the data obtained from the investigation of the same motors but with the line feeding [2].

Rated power	1.1 kW
Rated stator voltage	400 V
Rated frequency	50 Hz
Rated speed	1440 rpm
Number of poles	4
Number of stator slots	36
Number of rotor slots	28

Table 1: Parameters of investigated motor.

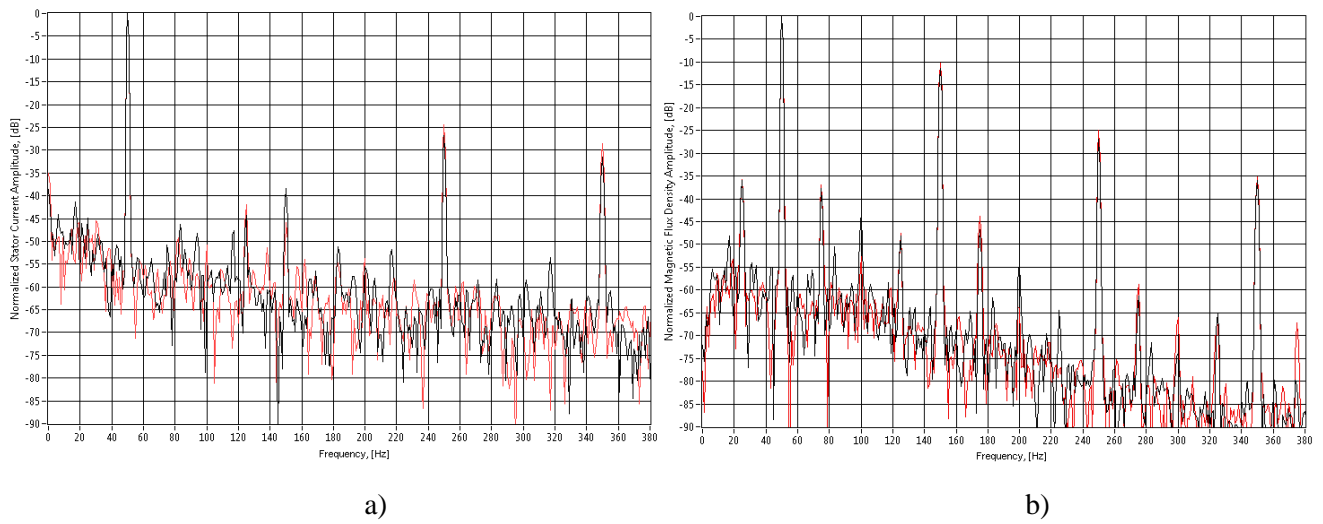


Figure 1: Measured spectrums of current (a) and magnetic flux density (b) of the healthy motor (black) compared to the motor with 2 adjacent broken rotor bars (red) under no load

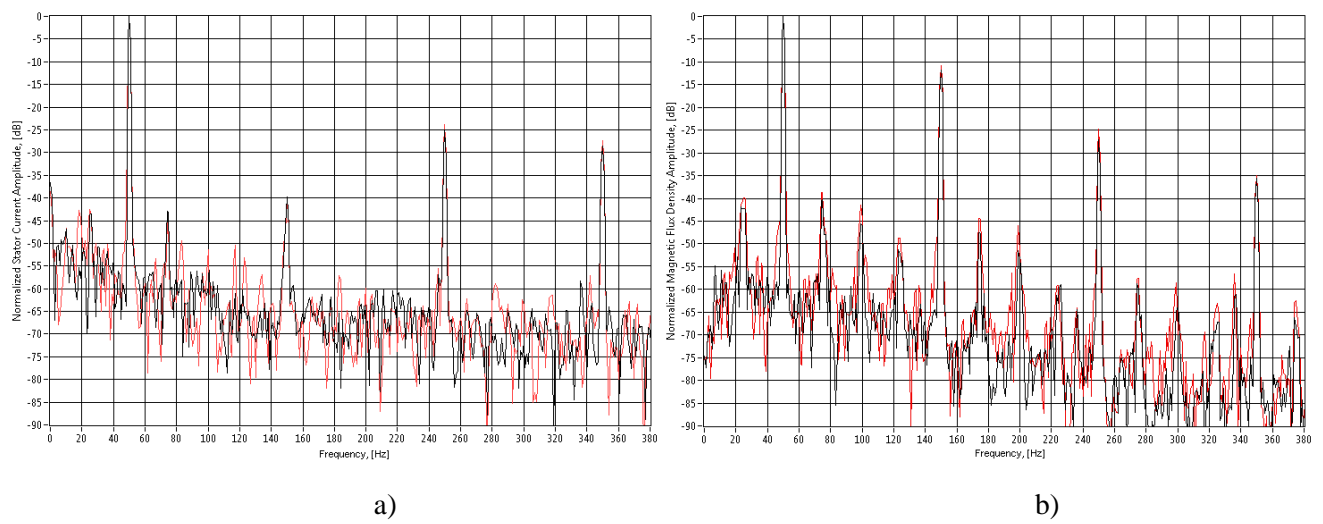


Figure 2: Measured spectrums of current (a) and magnetic flux density (b) of the healthy motor (black) compared to the motor with 2 adjacent broken rotor bars (red) under half load

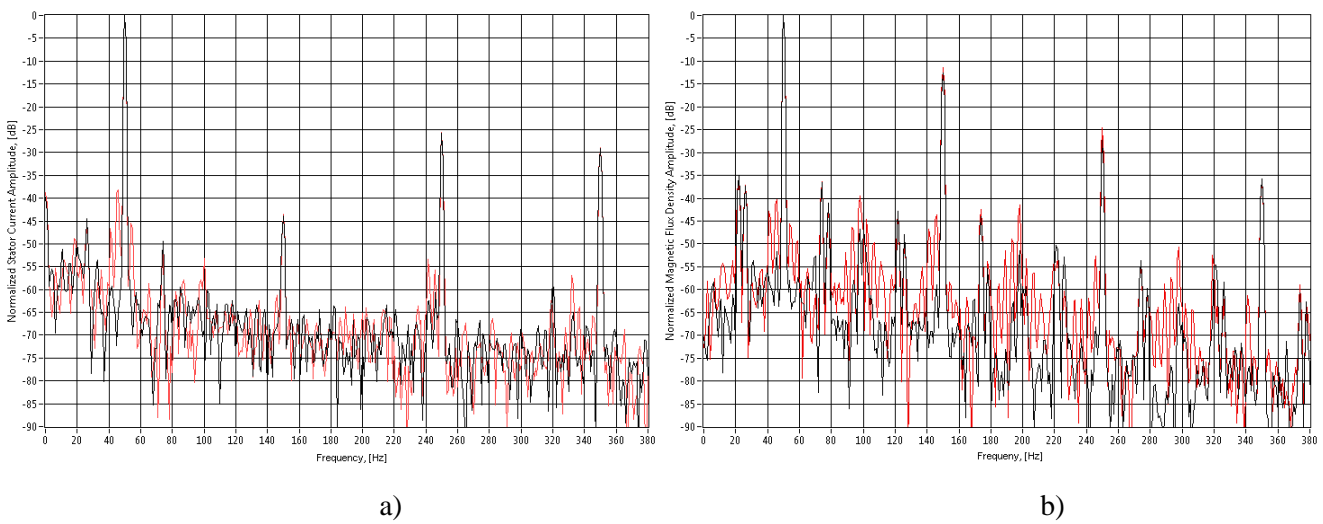


Figure 3: Measured spectrums of current (a) and magnetic flux density (b) of the healthy motor (black) compared to the motor with 2 adjacent broken rotor bars (red) under full load

Results of the measurement of healthy motor compared to the motor with two adjacent broken rotor bars fed by the frequency converter are presented on Fig. 1, Fig. 2 and Fig. 3. On these figures spectrums are presented in normalized form. They give clear representation of healthy motor compared to the motor with two adjacent broken rotor bars under different loads: at no-load, half-loaded and fully loaded respectively.

Considering obtained results it can be seen that with the increase of the load the rise in the characteristic frequencies located around fundamental frequency and its multiples is clearly seen. The most significant are the sidebands around the 1st harmonic located at frequency 50 Hz that can be seen on the presented figures. Presence of the fault is clear in the case of current spectrums.

It was stated that due to the fact that fault-related harmonics amplitude can differ depending on the motor supply and presence of noise in current signal, the MCSA shows low effectiveness because of the problem of interaction of fault induced harmonics with harmonics introduced by inverter, i.e. MCSA has lower monitoring sensitivity in this case. But the results of present research show totally different picture. Considering the current spectrum of motors under the full load that are presented on Fig. 3a, the presence of broken rotor bars fault is easily detectable and it is not considerably differs from the spectrums of motors fed by the sinusoidal voltage.

Considering spectrums of magnetic flux density of investigated motors under varying level of load that are presented on Fig. 1b, Fig. 2b, and Fig. 3b, the rise in the characteristic frequencies around the fundamental one can be seen with the increase of the load as well.

The difference in the amplitudes of characteristic frequencies in the case of current and magnetic flux density signals and with the different types of supply can be seen in Table 2 and Table 3.

	Healthy motor				Motor with 2 adjacent broken bars			
	Half-load		Full load		Half-load		Full load	
	C*	F*	C*	F*	C*	F*	C*	F*
$(1-2f_s) f_1$	-57	-57	-37	-44	-44	-50	-58	-50
f_1	0	0	0	0	0	0	0	0
$(1+2f_s) f_1$	-54	-56	-44	-50	-45	-53	-59	-55
$(1-2f_s) 5f_1$	-63	-66	-58	-56	-59	-63	-64	-66
$5f_1$	-41	-26	-42	-27	-39	-26	-45	-27
$(1+2f_s) 5f_1$	-75	-71	-86	-78	-101	-74	-77	-72
$(1-2f_s) 7f_1$	-71	-74	-71	-63	-72	-71	-77	-73
$7f_1$	-51	-35	-61	-34	-57	-33	-54	-36
$(1+2f_s) 7f_1$	-77	-77	-81	-78	-81	-78	-79	-73

Table 2: Measured current and flux amplitudes of motors fed by line voltage (*C – current; F-flux).

	Healthy motor				Motor with 2 adjacent broken bars			
	Half-load		Full load		Half-load		Full load	
	C*	F*	C*	F*	C*	F*	C*	F*
$(1-2f_s) f_1$	-64	-50	-65	-52	-43	-45	-38	-40
f_1	0	0	0	0	0	0	0	0
$(1+2f_s) f_1$	-49	-62	-62	-58	-48	-49	-46	-46
$(1-2f_s) 5f_1$	-58	-65	-61	-68	-55	-58	-56	-53
$5f_1$	-25	-27	-26	-27	-24	-27	-26	-25
$(1+2f_s)5f_1$	-66	-70	-74	-83	-60	-63	-82	-69
$(1-2f_s)7f_1$	-61	-81	-73	-85	-68	-73	-66	-75
$7f_1$	-28	-36	-29	-36	-27	-35	-29	-36
$(1+2f_s)7f_1$	-69	-80	-72	-89	-71	-73	-76	-73

Table 3: Measured current and flux amplitudes of motors fed by frequency converter (*C – current; F – flux).

4. CONCLUSION

In this paper the analysis of 4-pole induction motors fed by frequency converter was carried out. There were analyzed motors with different types of broken rotor bars fault under different load conditions. Present research is focused on the MCSA as well as stray flux of motor in order to verify the capability of these techniques to identify specific for the broken rotor bar fault-indicative frequency components in the case of different types of supply. The measurement results were compared with the results obtained in the previous research. Obtained results for the healthy motor and motor with two adjacent broken rotor bars are presented in graphical form as well as in the form of tables. From the presented figures it is clear that it is still possible to recognize the presence of broken rotor bars in motor by means of analysis of characteristic frequencies even in the case of inverter feeding. Monitoring of stray flux shows the presence of characteristic frequencies and rise in their amplitudes with increase of severity of fault as well as with the increase of the load.

ACKNOWLEDGEMENT

This research work has been carried out in the Centre for Research and Utilization of Renewable Energy (CVVOZE). Author gratefully acknowledges financial support from the Ministry of Education, Youth and Sports of the Czech Republic under NPU I programme (project No. LO1210).

REFERENCE (ANGLICKY = REFERENCES)

- [1] Georgakopoulos, I.P., Mitronikas, E.D., Safacas, A.N.: Detection of induction motor faults in inverter drives using inverter input current analysis. In: IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 58, no. 9, Nov. 2010, pp. 4365-4373
- [2] Chernyavska, I., Vitek, O.: Analysis of Broken Rotor Bar Fault in a Squirrel-Cage Induction Motor by Means of Stator Current and Stray Flux Measurement. In: 2016 IEEE International Power Electronics and Motion Control Conference (PEMC), Varna, Bulgaria, 2016, pp. 532-537
- [3] Tavner, P., Ran, L., Penman, J., Sedding, H. : Condition monitoring of rotating electrical machines. Stevenage: Institution of Engineering and Technology, 2008

Doktorské projekty

Teoretická elektrotechnika,
fyzika a matematika,
zpracování signálů, obrazu a dat

REPRESENTATION OF SOLUTIONS OF A HIGHER-ORDER LINEAR DISCRETE EQUATION

Kristýna Mencáková

Doctoral Degree Programme (second), FEEC BUT

E-mail: mencakova.k@fce.vutbr.cz

Supervised by: Josef Diblík

E-mail: diblik@feec.vutbr.cz

Abstract: In the paper there are defined discrete functions called delayed cosine and delayed sine and they are applied to solution of an $(m+2)$ -nd order discrete equation.

Keywords: delayed cosine, delayed sine, discrete equation

1 INTRODUCTION

Below it is used following notation: $\mathbb{N}_0 := \mathbb{N} \cup \{0\}$, \mathbb{Z} is the set of all integers and for integers s, r , $s \leq r$ define $\mathbb{Z}'_s := \{s, s+1, \dots, r\}$. Similarly symbols $\mathbb{Z}'_{-\infty}$, \mathbb{Z}'_s^∞ are defined.

In this paper we consider a linear discrete homogeneous equation of the order $(m+2)$

$$\Delta^2 x(k) + b^2 x(k-m) = f(k), \quad k \in \mathbb{Z}'_0, \quad (1)$$

where $b \neq 0$, $m \in \mathbb{N}_0$ and $f: \mathbb{Z}'_0 \rightarrow \mathbb{R}^n$.

We will find two linearly independent solutions of (1) as a special functions called delayed discrete cosine and delayed discrete sine. A representation of a solution of Cauchy problem is given as well. Previously, a similar problem for discrete linear systems

$$\Delta x(k) = Bx(k-m) + f(k), \quad k \in \mathbb{Z}'_0,$$

where m is a fixed integer, B is a constant $n \times n$ matrix, was considered in [1]. A fundamental matrix was constructed as a delayed discrete matrix exponential. Later, in the paper [2], there was considered a differential system of the second order with delay

$$\ddot{x}(t) + \Omega^2 x(t-\tau) = 0, \quad (2)$$

where $\tau > 0$ and Ω is a constant $n \times n$ matrix. A fundamental matrix for (2) was constructed as a special matrix functions called delayed matrix cosine and delayed matrix sine. Such special matrix functions served as a motivation for present investigation.

2 DELAYED DISCRETE COSINE AND SINE

In this part there we define two auxiliary discrete functions – delayed cosine and delayed sine, and some of their properties are proved.

Below, we use the following definition of combinative numbers:

$$\binom{p}{q} := \begin{cases} \frac{p!}{q! \cdot (p-q)!} & \text{if } p \geq q \geq 0, \\ 0 & \text{otherwise,} \end{cases}$$

where p, q are whole numbers and in common usage $0! = 1$.

Definition 1. Delayed cosine is defined as:

$$\text{Cos}_m bk := \begin{cases} 0 & \text{if } k \in \mathbb{Z}_{-\infty}^{-m-1}, \\ 1 & \text{if } k \in \mathbb{Z}_{-m}^1, \\ 1 - b^2 \cdot \binom{k}{2} & \text{if } k \in \mathbb{Z}_2^{(m+2)+1}, \\ 1 - b^2 \cdot \binom{k}{2} + b^4 \cdot \binom{k-m}{4} & \text{if } k \in \mathbb{Z}_{(m+2)+2}^{2(m+2)+1}, \\ \dots & \\ 1 - b^2 \cdot \binom{k}{2} + b^4 \cdot \binom{k-m}{4} - b^6 \cdot \binom{k-2m}{6} + \dots + (-1)^l b^{2l} \cdot \binom{k-(l-1)m}{2l} & \\ \text{if } k \in \mathbb{Z}_{(l-1)(m+2)+2}^{l(m+2)+1}, \quad \ell = 0, 1, 2, \dots, & \\ \dots & \end{cases}$$

Definition 2. Delayed sine is defined as:

$$\text{Sin}_m bk := \begin{cases} 0 & \text{if } k \in \mathbb{Z}_{-\infty}^{-m-1}, \\ b \cdot \binom{k+m}{1} & \text{if } k \in \mathbb{Z}_{-m}^1, \\ b \cdot \binom{k+m}{1} - b^3 \cdot \binom{k}{3} & \text{if } k \in \mathbb{Z}_2^{(m+2)+1}, \\ b \cdot \binom{k+m}{1} - b^3 \cdot \binom{k}{3} + b^5 \cdot \binom{k-m}{5} & \text{if } k \in \mathbb{Z}_{(m+2)+2}^{2(m+2)+1}, \\ \dots & \\ b \cdot \binom{k+m}{1} - b^3 \cdot \binom{k}{3} + b^5 \cdot \binom{k-m}{5} + \dots + (-1)^l b^{2l+1} \cdot \binom{k-(l-1)m}{2l+1} & \\ \text{if } k \in \mathbb{Z}_{(l-1)(m+2)+2}^{l(m+2)+1}, \quad \ell = 0, 1, 2, \dots, & \\ \dots & \end{cases}$$

We remind of the definition of summation:

$$\sum_{j=\alpha}^{\beta} g(j) := \begin{cases} g(\alpha) + g(\alpha+1) + \dots + g(\beta-1) + g(\beta) & \text{if } \alpha \leq \beta, \\ 0 & \text{otherwise,} \end{cases}$$

where $\alpha, \beta \in \mathbb{Z}$.

The definitions of $\text{Cos}_m bk$ and $\text{Sin}_m bk$ can be shortly expressed as

$$\text{Cos}_m bk := \sum_{j=0}^{\lceil (k-1)/(m+2) \rceil} (-1)^j b^{2j} \binom{k-(j-1)m}{2j} \quad \text{if } k \in \mathbb{Z}_{-\infty}^{\infty},$$

$$\text{Sin}_m bk := \sum_{j=0}^{\lceil (k-1)/(m+2) \rceil} (-1)^j b^{2j+1} \binom{k-(j-1)m}{2j+1} \quad \text{if } k \in \mathbb{Z}_{-\infty}^{\infty}.$$

In the following theorem, there will be given basic properties of $\text{Cos}_m bk$ and $\text{Sin}_m bk$ (for proofs we refer to [3]).

Theorem 1. For $\text{Cos}_m bk$, $\text{Sin}_m bk$ and any $k \in \mathbb{Z}$ are hold:

$$\Delta \text{Cos}_m bk = -b \cdot \text{Sin}_m b(k-m), \quad \Delta \text{Sin}_m bk = b \cdot \text{Cos}_m bk.$$

Remark 1. From Theorem 1 follows that for any $k \in \mathbb{Z}$:

$$\Delta^2 \text{Cos}_m bk = -b^2 \cdot \text{Cos}_m b(k-m), \quad \Delta^2 \text{Sin}_m bk = -b^2 \cdot \text{Sin}_m b(k-m).$$

Moreover, $\text{Cos}_m bk$ and $\text{Sin}_m bk$ are linearly independent solutions of homogenous equation (1) (i.e. $f(k) = 0$, $k \in \mathbb{Z}_0^\infty$). Obviously, the expression $x(k) = C_1 \cdot \text{Cos}_m bk + C_2 \cdot \text{Sin}_m bk$, $k \geq 0$, where C_1, C_2 are arbitrary constant, is a family of solutions of homogenous equation (1).

3 REPRESENTATION OF SOLUTIONS OF INITIAL PROBLEMS

In this part there are given representations of solutions of initial problems for homogenous and non-homogenous equations (1).

Theorem 2. Solution of initial problem of homogenous equation (1), where

$$x(k) = \varphi(k), \quad k = -m, \dots, 1, \quad (3)$$

is expressed by formula

$$x(k) = (\text{Cos}_m bk) \varphi(-m) + b^{-1} \left[(\text{Sin}_m bk) \Delta \varphi(-m) + \sum_{j=-m+1}^0 \text{Sin}_m b(k-m-j) \cdot \Delta^2 \varphi(j-1) \right],$$

where $k \in \mathbb{Z}_{-m}^\infty$.

Consider nonhomogenous equation (1) with the zero initial conditions

$$x(k) = 0, \quad k \in \mathbb{Z}_{-m}^1. \quad (4)$$

Theorem 3. If $b \neq 0$, solution $x_p(k)$ of nonhomogenous equation (1), (4) with the zero initial condition has form

$$x_p(k) = b^{-1} \cdot \sum_{j=0}^{k-2} \text{Sin}_m b(k-1-m-j) \cdot f(j),$$

where $k \in \mathbb{Z}_{-m}^\infty$.

Theorem 4. Solution $x(k)$ of the problem (1), (3) can be represented in the form

$$x(k) = (\text{Cos}_m bk) \varphi(-m) + b^{-1} \cdot \left[(\text{Sin}_m bk) \Delta \varphi(-m) + \sum_{j=-m+1}^0 \text{Sin}_m b(k-m-j) \cdot \Delta^2 \varphi(j-1) \right]$$

$$+ b^{-1} \cdot \sum_{j=0}^{k-2} \text{Sin}_m b(k-1-m-j) \cdot f(j),$$

where $k \in \mathbb{Z}_{-m}^\infty$.

Proofs of Theorems 2–4 can be performed by direct computing all necessary expressions in (1).

4 EXAMPLE

Example 1. It is given a nonhomogenous equation:

$$\Delta^2 x(k) + 0.01x(k-3) = f(k)$$

with initial function $\varphi(-3) = \varphi(-2) = \varphi(-1) = \varphi(0) = 0$, $\varphi(1) = 1$, where

$$f(k) = \begin{cases} 1 & \text{if } k = 1, \\ 0 & \text{otherwise.} \end{cases}$$

Solution. We used program Maple 13 for computation 100 points of the given discrete equation. At the first we get calculate values of delayed cosine $\text{Cos}_m bk$ and delayed sine $\text{Sin}_m bk$ (in Maple 13, they are called simply $\text{Cos}[k]$ and $\text{Sin}[k]$) for $k \in \mathbb{Z}_{-3}^{100}$ by Definition 1 and 2. Then we compute values of $x(k)$ (called $x[k]$) by Theorem 4.

```
> s:=ceil((k-1)/(m+2)):
> for k from -m to p do
  Cos[k]:=sum((-1)^j*b^(2*j)*binomial(k-j*m+m,2*j),j=0..s) od:
> for k from -m to p do
  Sin[k]:=sum((-1)^j*b^(2*j+1)*binomial(k-j*m+m,2*j+1),j=0..s) od:
> for k from 2 to p do x[k]:=Cos[k]*x[-m]+b^(-1)*(Sin[k]
  *(x[-m+1]-x[-m]) + sum(Sin[k-m-j]*(x[j+1]-2*x[j]+x[j-1]),
  j=-m+1..0)) + b^(-1)*sum(Sin[k-1-m-j]*f[j], j=0..k-2) od:
```

In Figure 1 there is given the graph of the solution.

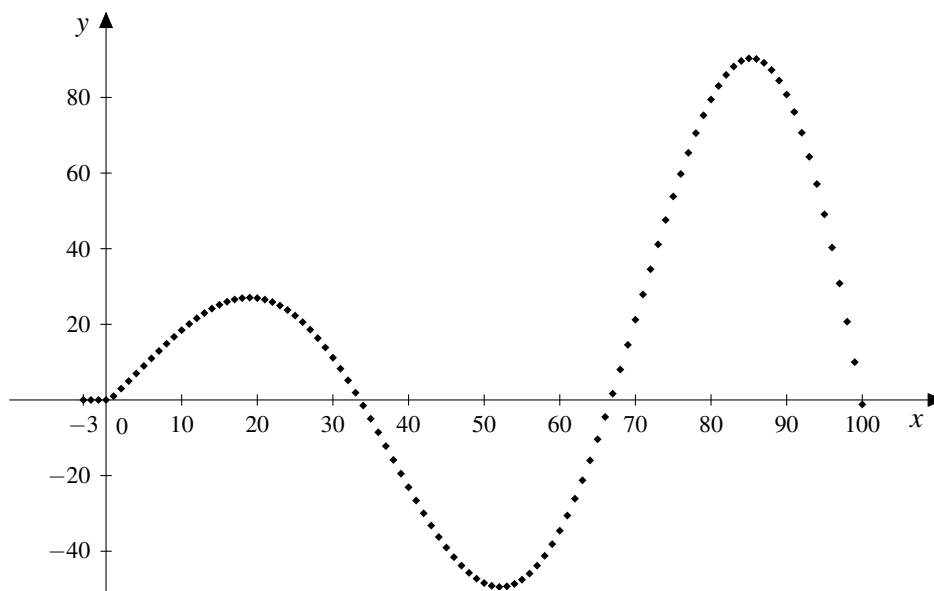


Figure 1: The graph of the solution of Example 1.

Example 2. It is given nonhomogenous equation: $\Delta^2 x(k) + 0.01x(k-3) = f(k)$, with initial function $\varphi(-3) = \varphi(-2) = \varphi(-1) = \varphi(0) = \varphi(1) = 0$, where $f(k) = (0.001k)^2$.

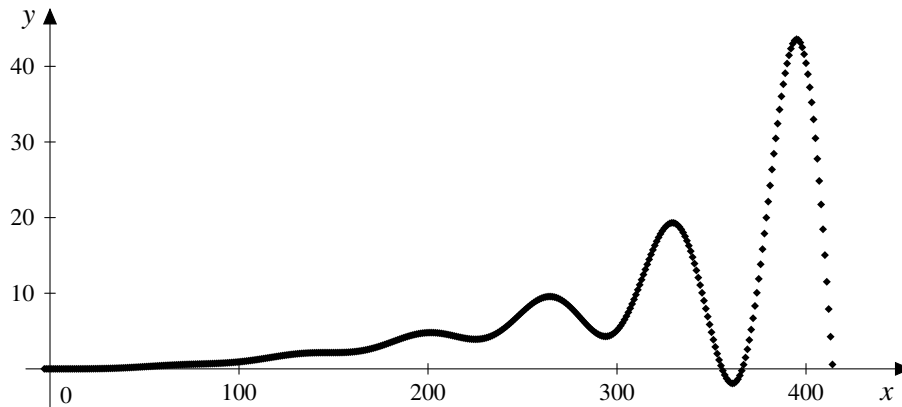


Figure 2: The graph of the solution of Example 2.

Example 3. It is given nonhomogenous equation: $\Delta^2 x(k) + 0.01x(k-3) = f(k)$, with initial function $\varphi(-3) = \varphi(-2) = \varphi(-1) = \varphi(0) = \varphi(1) = 0$, where $f(k) = \sin k$.

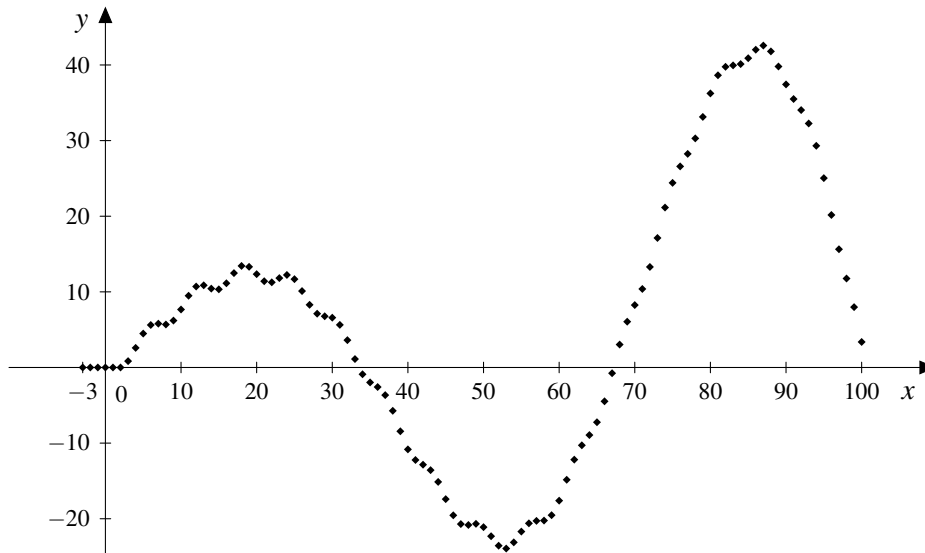


Figure 3: The graph of the solution of Example 3.

ACKNOWLEDGEMENT

The authors were supported by Grant FEKT-S-17-4225 of Faculty of Electrical Engineering and Communication, BUT.

REFERENCES

- [1] Diblík, J., Khusainov, D. Ya.: *Representation of solutions of linear discrete systems with constant coefficients and pure delay*, Adv. Difference Equ., Volume 2006, Article ID 80825, 1–13.
- [2] Khusainov, D. Ya., Diblík, J., Růžičková, M., Lukáčová, J.: *Representation of a solution of the Cauchy problem for an oscillating system with pure delay*, Nonlinear Oscil., 11, 2008, 261–270.
- [3] Diblík, J., Mencáková, K.: *Solving a higher-order linear discrete equation*, 16th Conference on applied mathematics, Bratislava, Spektrum STU, 2017, ISBN: 978-80-227-4650-2.

WEAKLY DELAYED SYSTEMS IN \mathbb{R}^3

Jan Šafařík

Doctoral Degree Programme (II), FEEC BUT

E-mail: xsafar19@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Josef Diblík

E-mail: diblik@feec.vutbr.cz

Abstract: The paper is concerned with a linear discrete system with delay

$$x(k+1) = Ax(k) + Bx(k-m), \quad k = 0, 1, \dots,$$

in \mathbb{R}^3 . It is assumed that the system is weakly delayed. For one of the possible Jordan forms solution of an arbitrary initial problem is given.

Keywords: Discrete system, weakly delayed system, linear system, initial problem.

1 INTRODUCTION

In the paper, a linear system of difference equations

$$x(k+1) = Ax(k) + Bx(k-m), \quad k = 0, 1, \dots \quad (1)$$

is considered. In (1), $A = (a_{ij})_{i,j=1}^3$, $B = (b_{ij})_{i,j=1}^3$ are 3×3 constant matrices and $m \geq 1$ is a natural number.

The system (1) is assumed to be weakly delayed. The following definitions explain this notion.

Definition 1 System (1) is called weakly delayed if the characteristic equations for (1) and for the system without delay $x(k+1) = Ax(k)$ have identical roots, that is, if, for every $\lambda \in \mathbb{C} \setminus \{0\}$,

$$\det(A + \lambda^{-m}B - \lambda E) = \det(A - \lambda E),$$

where E is a 3×3 unit matrix.

Let the matrix A have eigenvalues $\lambda = \lambda_1$ with algebraic multiplicity 1 and $\lambda = \lambda_2$ with algebraic multiplicity 2 and with geometrical multiplicity 2. I.e. the Jordan form of A is

$$A : \Lambda = \begin{pmatrix} \lambda_1 & 0 & 0 \\ 0 & \lambda_2 & 0 \\ 0 & 0 & \lambda_2 \end{pmatrix}. \quad (2)$$

By Definition 1, the following are the conditions for the system to be weakly delayed.

Theorem 1 ([4]) System (1) is weakly delayed iff

$$b_{11} = 0, \quad (3)$$

$$b_{22} + b_{33} = 0, \quad (4)$$

$$b_{12}b_{21} + b_{13}b_{31} = 0, \quad (5)$$

$$b_{22}b_{33} - b_{23}b_{32} = 0, \quad (6)$$

$$b_{12}b_{23}b_{31} + b_{13}b_{21}b_{32} - b_{13}b_{22}b_{31} - b_{12}b_{21}b_{33} = 0. \quad (7)$$

In the paper, we give an explicit formula for the solution of the initial problem

$$x(0) = x_0 = \begin{pmatrix} x_{0,1} \\ x_{0,2} \\ x_{0,3} \end{pmatrix}, \dots, x(m) = x_m = \begin{pmatrix} x_{m,1} \\ x_{m,2} \\ x_{m,3} \end{pmatrix} \quad (8)$$

to system (1) where $x_{i,j}$, $i = 0, \dots, m$, $j = 1, 2, 3$, are real constants.

2 RESULTS

First, we transform (1) into a system without delay. Instead of the system (1), we investigated an equivalent system

$$x(k+1) = \Lambda x(k) + Bx(k-m) \quad (9)$$

with initial data (8). Define new dependent function z^1, \dots, z^m by

$$\begin{aligned} z^1(k) = x(k-1), & \quad \Rightarrow \quad z^1(k+1) = x(k), \\ z^2(k) = x(k-2), & \quad \Rightarrow \quad z^2(k+1) = x(k-1), \\ \vdots & \\ z^m(k) = x(k-m), & \quad \Rightarrow \quad z^m(k+1) = x(k-(m-1)) \end{aligned}$$

and, instead of (9), consider a system without delay

$$\begin{aligned} x(k+1) &= \Lambda x(k) && + Bz^m(k), \\ z^1(k+1) &= x(k), \\ z^2(k+1) &= z^1(k), \\ z^3(k+1) &= z^2(k), \\ \vdots & && \ddots \\ z^m(k+1) &= z^{m-1}(k). \end{aligned}$$

Set

$$\begin{aligned} y_i(k) &:= x_i(k), \quad i = 1, 2, 3, \\ y_{j+3}(k) &:= z_j^1(k), \quad j = 1, 2, 3, \\ y_{j+6}(k) &:= z_j^2(k), \quad j = 1, 2, 3, \\ \vdots & \\ y_{j+3m}(k) &:= z_j^m(k), \quad j = 1, 2, 3. \end{aligned}$$

Then,

$$y(k+1) = \mathcal{A}y(k), \quad k \geq 0 \quad (10)$$

where

$$\mathcal{A} = \begin{pmatrix} \Lambda & \Theta & \dots & \Theta & B \\ E & \Theta & \dots & \Theta & \Theta \\ \Theta & E & \dots & \Theta & \Theta \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ \Theta & \Theta & \dots & E & \Theta \end{pmatrix},$$

Θ is a 3×3 zero matrix and $y(k) = (y_1(k), \dots, y_{3m+3}(k))^T$.

2.1 SOLUTION OF THE SYSTEM (10)

The transformed initial conditions for the system (10) are $y(0) = y_0 = (x_0, \dots, x_m)^T$, see formula (8).

Transform (10) by formulas $y(k) = Sw(k)$ assuming that S is a regular transient matrix and $w(k)$ is a new dependent $3(m+1)$ -dimensional vector into a system with a matrix of the Jordan form. We get

$$Sw(k+1) = \mathcal{A}Sw(k)$$

or

$$w(k+1) = \gamma w(k) \quad (11)$$

where

$$\gamma = S^{-1} \mathcal{A} S.$$

The initial data for (11) are

$$w(0) = S^{-1} y(0).$$

Then, the solution of the system (11) is

$$w(k) = \gamma^k w(0), \quad k = 1, 2, 3, \dots \quad (12)$$

We use the following auxiliary result.

Theorem 2 *Let a matrix A be of the type (2) and let the entries of a matrix B satisfy (3)–(7). Then, the eigenvalues $\mu_i, i = 1, \dots, 3m+3$ of the matrix \mathcal{A} are $\mu_1 = \lambda_1, \mu_2 = \mu_3 = \lambda_2, \mu_4 = \mu_5 = \dots = \mu_{3m+3} = 0$.*

The proof of the theorem is based on well-known properties of determinants.

When powers $\gamma^k, k = 1, 2, 3, \dots$ are computed, it is necessary to take into account the geometrical multiplicity of the zero eigenvalue of matrix B .

2.1.1 CASE I - THE GEOMETRICAL MULTIPLICITY OF B EQUALS 1

Due to Theorem 2, we can assume that the transition matrix S is such that we get

$$\gamma = \gamma_1 = \begin{pmatrix} \Lambda_B^I & \Theta & \dots & \Theta & \Theta \\ \Theta & E & \dots & \Theta & \Theta \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ \Theta & \Theta & \dots & E & \Theta \\ \Theta & \Theta & \dots & \Theta & \Lambda \end{pmatrix}, \text{ where } \Lambda_B^I = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}$$

is the Jordan form of the matrix B . Obviously, the following are the powers of γ :

$$\gamma_1^2 = \begin{pmatrix} (\Lambda_B^I)^2 & \Theta & \dots & \Theta & \Theta \\ \Theta & E & \dots & \Theta & \Theta \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ \Theta & \Theta & \dots & E & \Theta \\ \Theta & \Theta & \dots & \Theta & \Lambda^2 \end{pmatrix}, \text{ where } (\Lambda_B^I)^2 = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}, \Lambda^2 = \begin{pmatrix} \lambda_1^2 & 0 & 0 \\ 0 & \lambda_2^2 & 2\lambda_2^1 \\ 0 & 0 & \lambda_3^2 \end{pmatrix},$$

and for $k \geq 3$

$$\gamma_1^k = \begin{pmatrix} \Theta & \Theta & \dots & \Theta & \Theta \\ \Theta & E & \dots & \Theta & \Theta \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ \Theta & \Theta & \dots & E & \Theta \\ \Theta & \Theta & \dots & \Theta & \Lambda^k \end{pmatrix}, \text{ where } \Lambda^k = \begin{pmatrix} \lambda_1^k & 0 & 0 \\ 0 & \lambda_2^k & k\lambda_2^{k-1} \\ 0 & 0 & \lambda_3^k \end{pmatrix}.$$

2.1.2 CASE II - THE GEOMETRICAL MULTIPLICITY OF B EQUALS 2

Due to Theorem 2, we can assume that the transition matrix S is such that

$$\gamma = \gamma_2 = \begin{pmatrix} \Lambda_B^I & \Theta & \dots & \Theta & \Theta \\ \Theta & E & \dots & \Theta & \Theta \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ \Theta & \Theta & \dots & E & \Theta \\ \Theta & \Theta & \dots & \Theta & \Lambda \end{pmatrix}, \text{ where } \Lambda_B^I = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}.$$

Since

$$(\Lambda_B^I)^2 = \Theta,$$

the powers γ_2^k , for $k \geq 2$, are

$$\gamma_2^k = \begin{pmatrix} \Theta & \Theta & \dots & \Theta & \Theta \\ \Theta & E & \dots & \Theta & \Theta \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ \Theta & \Theta & \dots & E & \Theta \\ \Theta & \Theta & \dots & \Theta & \Lambda^k \end{pmatrix}.$$

2.2 SOLUTION OF THE PROBLEM (1), (8)

The solution of (10) is

$$y(k) = Sw(k) = S\gamma_i^k w(0), \quad k = 1, 2, 3, \dots$$

where $i = 1$ if the geometrical multiplicity of the zero eigenvalue of B equals 1 and $i = 2$ if the geometrical multiplicity of the zero eigenvalue of B equals 2. Using an auxiliary matrix

$$Q = (E, \underbrace{\Theta, \dots, \Theta}_m),$$

we can write the solution of the initial problem (1), (8) in the form

$$x(k) = QS\gamma_i^k w(0), \quad i = 1, 2, \quad k = 1, 2, 3, \dots, \quad (13)$$

where

$$w(0) = S^{-1}x(0). \quad (14)$$

Therefore we can formulate a theorem summarizing above computations.

Theorem 3 *Let the matrix A have the form (2) with one double real root λ_1 , $\lambda_2 = \lambda_3$, let elements of the matrix B satisfy (3)– (7). Then, the solution of the initial problem (1), (8) is given by formula (13) where $i = 1$ if the geometrical multiplicity of the zero eigenvalue of B equals 1 and $i = 2$ if the geometrical multiplicity of the zero eigenvalue of B equals 2 and $w(0)$ is given by (14).*

ACKNOWLEDGEMENT

The author were supported by the Grant FEKT-S-17-4225 of Faculty of Electrical Engineering and Communication, BUT.

REFERENCES

- [1] Diblík J., Halfarová H.: *Explicit general solution of planar linear discrete systems with constant coefficients and weak delays*. Adv. Difference Equ. 2013, Art. number: 50, doi:10.1186/1687-1847-2013-50, 1–29.
- [2] Diblík J., Halfarová H.: *General explicit solution of planar weakly delayed linear discrete systems and pasting its solutions*. Abstr. Appl. Anal. 2014, doi:10.1155/2014/627295, 1–37.
- [3] Diblík J., Khusainov D. Ya., Šmarda Z.: *Construction of the general solution of planar linear discrete systems with constant coefficients and weak delay*. Adv. Difference Equ. 2009, Art. ID 784935, 18 pp.
- [4] Diblík, J., Šafařík, J.: *Solution of weakly delayed linear discrete systems in \mathbb{R}^3* . In Aplimat 2017, 16th Conference on Applied Mathematics, Proceedings. First Edition. Bratislava: Slovak University of Technology, 2017. s. 454-460. ISBN: 978-80-227-4650- 2.
- [5] Elaydi, S. N.: *An Introduction to Difference Equations*, Third Edition, Springer, 2005.
- [6] Šafařík, J.: *Solution of a Weakly Delayed Difference System*. In Proceedings of the 22nd Conference STUDENT EEICT 2016. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2016. s. 763-767. ISBN: 978-80-214-5350- 0.
- [7] Šafařík, J., Diblík, J., Halfarová, H.: *Weakly Delayed Systems of Linear Discrete Equations in \mathbb{R}^3* . In MITAV 2015 (Matematika, informační technologie a aplikované vědy), Post-conference proceedings of extended versions of selected papers. Brno: Univerzita obrany v Brně, 2015. s. 105-121. ISBN: 978-80-7231-436-2.

MODELING OF NON-LINEAR REVERB EFFECT USING BLACK-BOX APPROACH

Petr Frenštátský

Doctoral Degree Programme (3), FEEC BUT

E-mail: petr.frenstatsky@phd.feec.vutbr.cz

Supervised by: Jiří Schimmel

E-mail: schimmel@feec.vutbr.cz

Abstract: In this paper we propose a method for modeling hardware reverb effects that manifests non-linear character. The method is based on an identification of device under a test using input-output measurements utilizing a synchronized swept-sine signal. The model is implemented on a personal computer and on digital signal processor SHARC SC589. Both implementations are compared on the basis of time complexity.

Keywords: Generalized Hammerstein model, Synchronized sweep-sine, System identification, Non-linear model

1 INTRODUCTION

Reverberators are one of the most common effects used in an audio engineering field. They are used for a simulation of wave propagation in reverberation environments. Characteristics of these environments are based either on a measurement of real world places or on an artificial creation using miscellaneous digital signal processing algorithms [3]. For a realization, usually a software implementation on digital signal processors (DSP) or in form of audio plug-ins are used. Besides software reverbs, hardware reverbs based on discrete and analogue circuits have been created during last decades. The advantage of these reverbs is a unique artificial sound, nevertheless the drawback is a rarity of these effects which results in high prizes of these devices. Furthermore, due to special circuits, the devices exhibits a lot of non-linearities which contribute to a uniqueness of the sound of these reverbs.

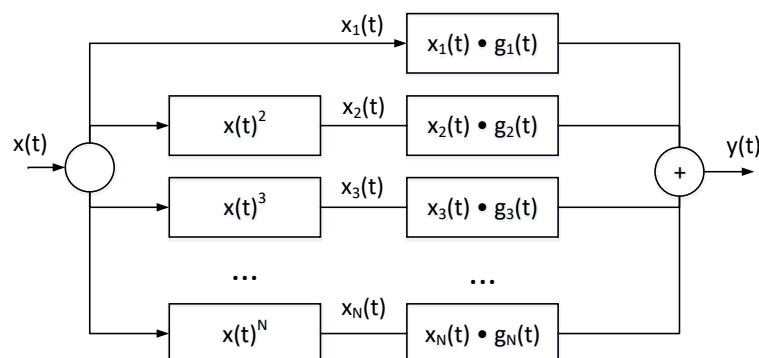


Figure 1: Block diagram of Generalized Hammerstein model

Recently, there has been a tremendous effort to model these reverbs in form of software audio plug-ins. One can obtain a software algorithm using one of approaches: white-box modeling, which is reliant on a precise understanding of the inner structure, or black-box modeling based on non-linear

models such as Volterra model [4] or extended Kalman filtering [5] etc. In this paper, a nonparametric generalized polynomial Hammerstein model (Fig.1) will be considered which consists of N branches containing powered input signal $x(t)$ filtered by linear filters $g_n(t)$, so called kernels. The N expresses an order of the non-linearity. Several approaches exist for estimation of the kernels $g_n(t)$. One of them is identification using synchronized exponential swept-sine signal [1]. The main disadvantages of modeling reverbs using this model are computation complexity of the N convolution and memory demand for storing N kernels $g_n(t)$.

2 SYNCHRONIZED SWEPT-SINE METHOD

The method is based on a non-linear convolution [2] extended by [1]. The non-linear device under a test (DUT) is exposed to a synchronized exponential sweep-sine signal $s(t)$ defined as

$$s(t) = \sin \left\{ 2\pi f_1 L \left[\exp\left(\frac{t}{L}\right) - 1 \right] \right\}, \quad (1)$$

$$L = \frac{T}{\log\left(\frac{f_2}{f_1}\right)}, \quad (2)$$

where f_1 is the initial frequency and f_2 the stop frequency, T expresses length of the signal.

Processing the convolution of output signal $y(t)$ with an inversed input signal $\tilde{s}(t)$, a non-linear impulse response (NLIR) $h_a(t)$ is obtained, defined as

$$h_a(t) = y(t) * \tilde{s}(t) = \sum_{m=1}^{\infty} h_m(t + \Delta t_m). \quad (3)$$

Besides the main impulse response $h_1(t)$ there are impulse responses (IR) of nonlinear components $h_m(t)$, as illustrated in Fig. 2. The distance between kernels is defined as

$$\Delta t_m = L \log(m). \quad (4)$$

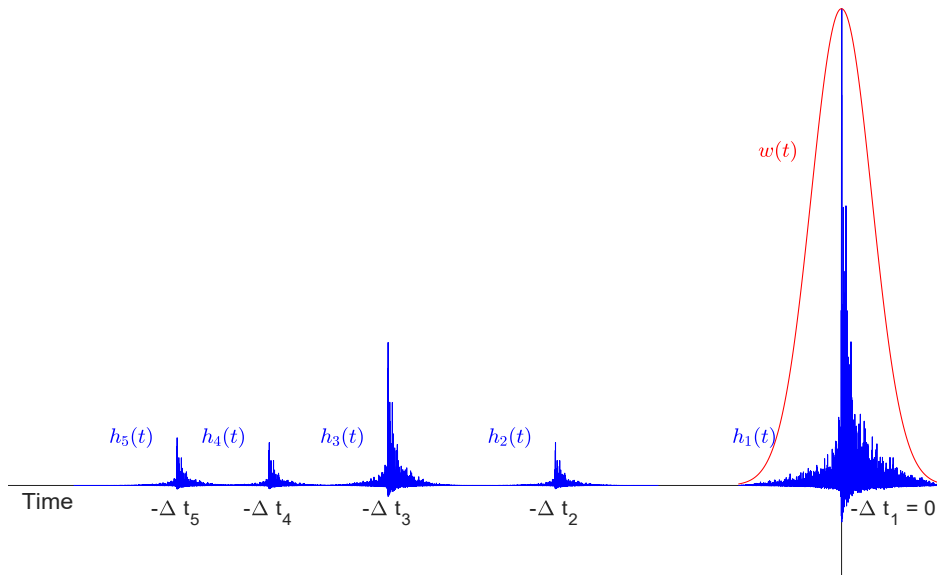


Figure 2: Output of nonlinear convolution $h_a(t)$.

Each IR can be separated using a weighting window $w(t)$. Referring to [1], one can obtain kernels $g_n(t)$ for the Generalized Hammerstein model using a transformation defined as

$$\mathbf{G}_n(f) = (\mathbf{A}^T)^{-1} \mathbf{H}_n(f), \quad (5)$$

where $\mathbf{G}_n(f)$ and $\mathbf{H}_n(f)$ denote vectors of transformations of kernels $g_n(t)$ and impulse responses $h_n(t)$ to frequency domain. $(\mathbf{A}^T)^{-1}$ denotes inversion of transpose matrix \mathbf{A} which is defined as

$$A_{n,m} = \begin{cases} \frac{(-1)^{2n+\frac{1-m}{2}}}{2^{n-1}} \binom{n}{\frac{n-m}{2}}, & \text{for } n \geq m \text{ and } (n+m) \text{ is even} \\ 0, & \text{else.} \end{cases}$$

3 MEASUREMENT

The problem of modeled non-linear reverbs is a reverberation time which influences the length of impulse response itself. Subsequently, it must be ensured that the tails of impulse responses of each kernel will not overlap. With some configuration of reverbs, an envelope of IR can fall under a noise level in 15 s. In order to have a sufficient distance between kernels Δt_m , T should be chosen as long as possible. To control the reverberation time, an appropriate weighting window is used, which will decrease an influence of late reverbs, such as a Gaussian window.

For the modeling, a rare hardware reverb exhibiting distortions was chosen. The reverb was measured using stimulus with an amplitude -1 dBFS sweeping in 240 s from 20 Hz to 20000 Hz at sample rate 44.1 kHz. Obtained kernels are depicted in Fig.3. For the IR separation Gaussian window with length of 8 s was chosen.

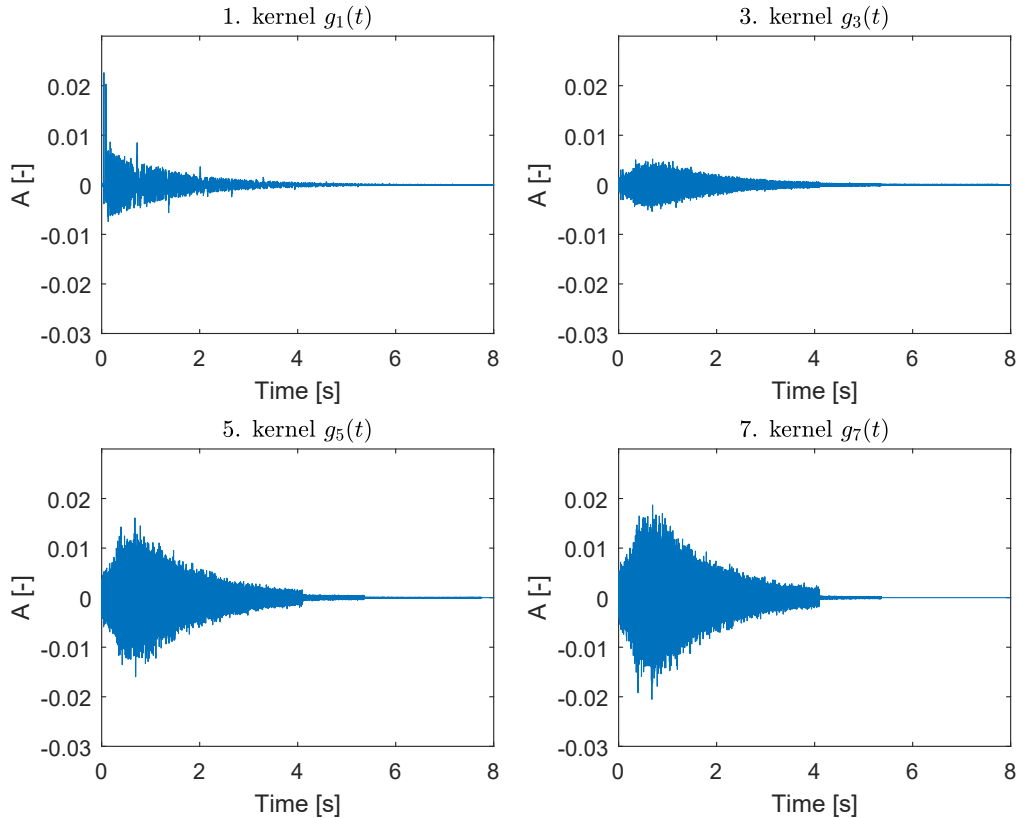


Figure 3: Estimated time responses of kernels.

4 SIMULATION

The gathered kernels were used for Generalized Hammerstein model which was implemented on PC with configuration Intel i5, 8GB RAM and on digital signal processor SHARC SC589 from Analog Devices. Since the most time demanding procedure is the convolution operation which should be done without small input-output delay, an efficient algorithm called Frequency-domain Delay Line (FDL) was used [6]. The implementation of the algorithms is in ANSI C with maximal optimization level. The input-output delay is controlled by a length of block (BL). The delay for BL=32 is 0.7256 ms, for BL=64 is 1.4512 ms and for BL=128 2.9025 ms.

The time complexity was measured for an order of non-linearity $N=5$, with different BLs and with different lengths of kernels that were controlled by the weighting window $w(t)$. Simulation was done using offline processing on input signal $x(t)$ of duration 72.56 ms (3200 samples). Obtained results are in Fig.4. Furthermore, on the SHARC SC589 additional optimization using FFT accelerators can be utilized which leads to a decrease of duration of the computation, as in can be seen on dashed curves in Fig.4 (b).

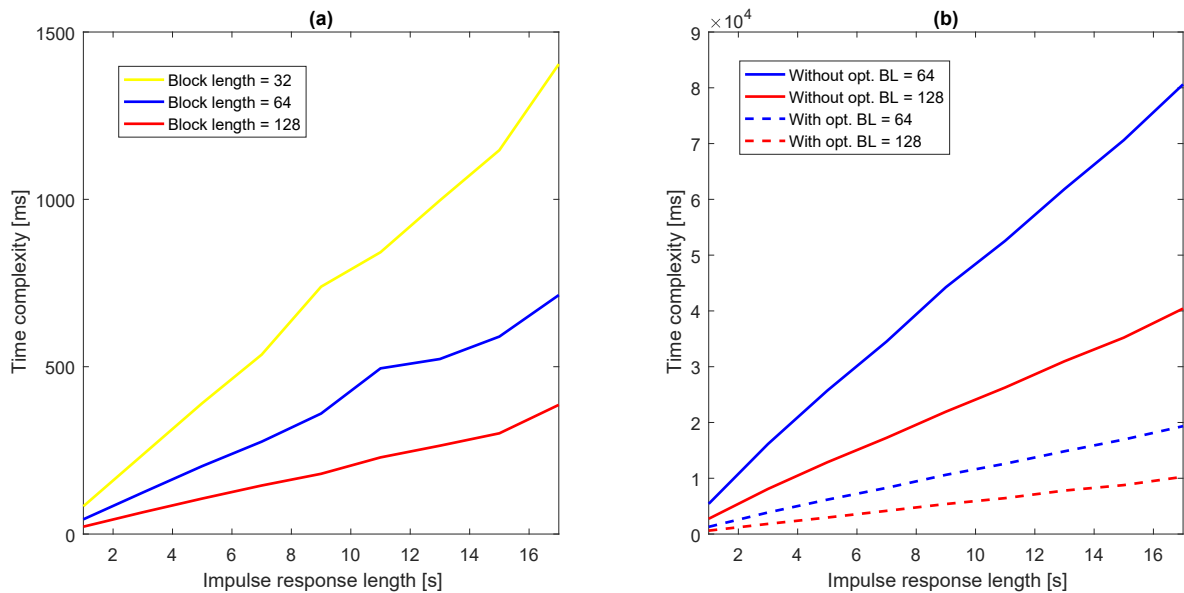


Figure 4: Time complexities of simulation of nonlinear reverb using order of non-linearities $N=5$, different lengths of kernels $g_n(t)$ and different block sizes for FDL convolution. Implementation on PC (a) and on SHARC SC589 (b).

From the figures in can be seen that the time complexity strongly depends on the block length and on the lengths of kernels, as it could be expected. After the utilization of FFT accelerator it can be observed the duration decreased by four time. Since a human ear cannot perceive small latencies such as 3 ms, the BL=128 can be used.

Nevertheless, both implementation are unfortunately insufficient for real-time realization, since non of them can achieve a critical time for the processing of 3200 samples. Therefore any further optimizations have to be used. For instance, the reverbs does not operate in full frequency range, hence the processing can be done in lowered sampling domain. Additionally, the processing effort can be separated to different cores of processors, etc.

5 CONCLUSION

Simulation of nonlinear system reverb effects using Generalized Hammerstein model is very efficient approach. Nevertheless, due to the time demanding computation of convolutions with kernels that should cover the reverberation time of the reverbs, the method is hardly usable in a real-time processing without any additional optimization such as vector, multi-core processing, calculation with lowered sampling rate etc.

REFERENCES

- [1] A. Novak, L. Simon, F. Kadlec, and P. Lotton, "Nonlinear System Identification Using Exponential Swept-Sine Signal," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 59, no. 8, pp. 2220-2229, Aug. 2010.
- [2] A. Farina, "Simultaneous measurement of impulse response and distortion with a swept-sine technique," in *Proc. AES 108th Conv.*, Paris, France, Feb. 2000.
- [3] V. Valimaki, J. D. Parker, L. Savioja, J. O. Smith, and J. S. Abel, "Fifty years of artificial reverberation," *IEEE Trans. Audio Speech Language Process.*, vol. 20, no. 5, pp. 1421–1448, 2012.
- [4] M. Schetzen, *The Volterra and Wiener Theories of Nonlinear Systems*. New York: Wiley, 1980.
- [5] H. Sorenson, *Kalman Filtering: Theory and Application*. Montvale, NJ: IEEE Press, 1985.
- [6] G Garcia, "Optimal filter partition for efficient convolution with short input/output delay," 113th Convention of the Audio Engineering Society, 2002.

SPECTROMETRIC EVALUATION OF CARBON QUANTUM DOT SIZE DISTRIBUTION

Pavel Kaspar

Doctoral Degree Programme (4), FEEC BUT

E-mail: xkaspa25@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Pavel Tománek

E-mail: tomanek@feec.vutbr.cz

Abstract: The discovery of graphene affected a large amount of scientific fields, as the material under correct circumstances can have amazing properties applicable in numerous disciplines. Because of graphene's interaction with light and carrier physics it also makes a good material for the construction of quantum dots. It is important to be able to measure the size of the quantum dot after fabrication, because many of the properties vary with its radius. Photoluminescence is an effect dependant on the radius of the dots, and coupled with proper calculation it can provide a quick and straightforward way to analyze the spread of the dot sizes in the sample.

Keywords: Quantum dots, graphene, photoluminescence

1 INTRODUCTION

With the increase of interest in usage of nano-scale parts and components and the improvement of our ability to fabricate them the focus of today's research is being shifted more towards their implementation in modern science. Even when there is still a lot of ground to cover, the first products of quantum mechanic engineering are being slowly integrated into existing technologies and we can only expect their rise to prominence. One such product is the creation of quantum dots. Objects in nanometer scale, usually created from a semiconductor material, have different optical, electric and magnetic properties then they would have in a normal scale. Because of quantum entrapment [1] they can absorb and then release photons of discrete energy depending on the size of the dots. This effect called photoluminescence can also be used to identify the dots by their size, since the amount of energy stored and released directly depends on the radius of the illuminated dot [2]. Dots created from graphene, a single layer of sp^2 bonded carbon in honeycomb lattice [3] can also be used to create the desired quantum dot effect. Even though the graphene itself is not a semiconductor, dots manufactured from it also function as quantum traps, absorbing and then releasing the photons. Their properties slightly differ because of the crystallographic composition and the material itself [4], but the photoluminescence is still quite well observable. In the process of fabrication of quantum dots it is virtually impossible to ensure a uniform size for all of the dots created [5] and therefore it is important to be able to quickly and easily identify their size distribution before further use.

2 MEASUREMENT SETUP AND CALCULATION

Measurement of the samples was performed by an Avantes AvaSpec 2048 spectrometer. The measured sample was placed in a chamber with a diode, working at 12V and 15 mA with a maximum output at 405 nm. The measurement fiber was placed perpendicularly to the diode – the source of the illumination, to limit the influence of the excitation light on the resulting signal. Another measurement fiber was installed directly opposite the diode for a potential measurement of the transmitted light. This remained unused during the acquisition of the output signal in our case.

The coverable measurement chamber with the fibers for signal and power wires for the diode can be seen in the figure 1.

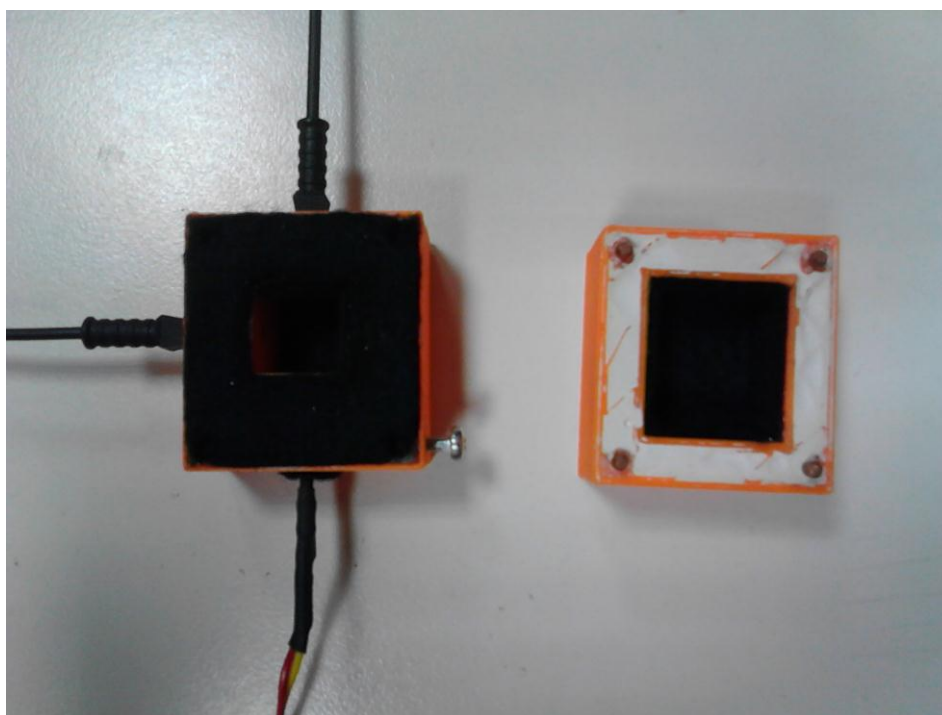


Figure 1: Measurement chamber with cover.

Because no detector has the same sensitivity in the whole detection range it is capable of, a correction of the measured signal has to be performed. The two main possibilities are either acquiring the sensitivity curve from the manufacturer of the device or measuring the background and then subtracting it from the main signal itself. Because a carbon quantum dot photoluminescence measurement is plagued by a number of factors affecting the intensity of the signal at different wavelengths [6] the background method was selected for this endeavor. Because the quantum dots are immersed in water, a signal for background with only water was acquired. Afterwards the acquisition of the quantum dot photoluminescence signal was carried out and both signals were processed in MATLAB. Even though the setup should limit any influence of the excitation signal on the detector, its peak is clearly visible in figure 2 with peak on 405 nm, as is expected from the light source used. Since it is present in both background and main signal measurement, it can be subtracted without it remaining a problem. It is necessary to normalize the values, because the integration time was changed for every measurement to provide the cleanest signal possible. On the purified curve the maximum was located and the relevant range of wavelengths was chosen as being greater than 25% of the maximum value. Anything below was judged to be irrelevant either because of the light pollution from the source or because of the detector imprecision. The smoothness of the signal is dependant not only on the quality of the detection device and the measurement chamber but also on the approximative signal processing procedures applied after the acquisition of the signal. For the best informational value of the result and the limitation of possible artifacts and distortions caused by post processing no smoothing or approximation was used. Additional measurements of the effects of lighting levels outside of the measurement chamber were performed and the level of intensity was three orders of magnitude below the values measured from the signal itself, making them irrelevant to the resulting data.

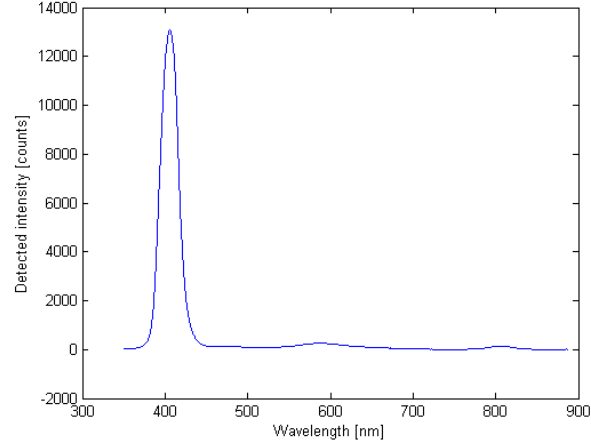


Figure 2: Background signal with visible excitation signal.

2.1 SIZE CALCULATION

As per the theory of quantum confinement in quantum dots [7] the size of the dot affects the wavelengths of the released photon because of photoluminescence. The wavelength distribution therefore also carries the information about the quantum dot size distribution. The equation for the average radius R of the quantum dot calculation is as follows:

$$R = \sqrt{\frac{\hbar^2 \pi^2 \left(\frac{1}{m_e} + \frac{1}{m_h} \right)}{2(E_g^{QD} - E_g^{bulk})}}, \quad (1)$$

where \hbar is the reduced Planck constant, m_e is the effective mass of electrons for layered graphene, m_h is the effective mass of holes, the E_g^{bulk} is the bandgap value of layered graphene and E_g^{QD} is the effective bandgap of the quantum dot, which can be calculated from Planck constant h , speed of light c and wavelength λ by the equation:

$$E_g^{QD} = \frac{hc}{\lambda}. \quad (2)$$

2.2 ISSUES WITH CARBON QUANTUM DOTS

While the aforementioned equations and procedures would be enough to calculate the exact quantity of semiconductor quantum dots, there are some factors present in carbon that affect our ability to do so. One of the most important factors is the shape and edge effect [8]. Graphene sheet can be cut along different crystallographic directions, which results in different types of edges, like armchair and zigzag edges. This together with the shape of the quantum dot, as not every dot has to be spherical, affects the optical, electronic and magnetic properties greatly. These different modifications can result in different energy of the photoluminescent spectrum which limits our ability to assign specific values of energy to all of the quantum dots, as the present dots are usually a mix of different shapes and edges. If the dots were specially manufactured to be all of one specific form, a more precise quantification would be possible. When the dots are mixed, as they usually are when not adhering to a precise form of fabrication, it prevents us from determining the absolute numbers of the dots. The relative numbers, that is what size of dots is the most common in the measured sample, are still calculable.

3 RESULTS

After taking the anomalies and issues of the carbon quantum dot behavior into account, it was decided that the best approach would be the background subtraction. With the current equipment it is virtually impossible to quantify the number of the quantum dots from the intensity of the signal, but the size distribution is still measurable. If we focus on the relative amount rather than the absolute one, we can omit the sensitivity function of the detector and use background measurement, in this case water since the quantum dots are immersed in water as well. After measuring both background signal and the signal with quantum dots present, the difference was not clearly quantifiable by eye, but the prepared algorithm was able to purify the result and provide us with quantum dot photoluminescence signal. After acquisition of the clean signal the calculation was performed and the signal width was matched to the distribution on the calculated curve. The matched wavelength distribution can be seen in figure 3, while the matched wavelength size dependency can be seen in figure 4. The resulting spread of sizes proved to be constant throughout several measurements on quantum dots from the same source with only minor deviations in the detected signal shape.

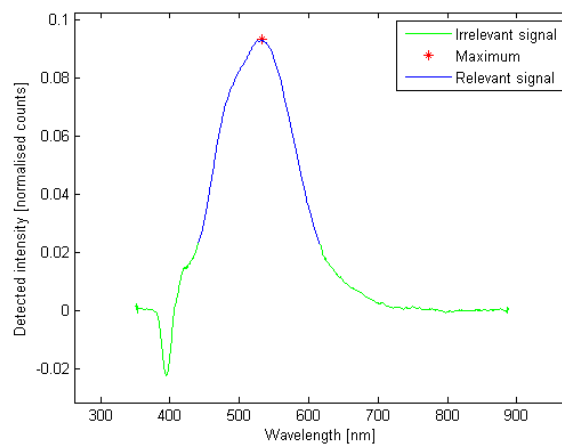


Figure 3: Wavelength distribution of the measured and clean quantum dot signal with matched intensities.

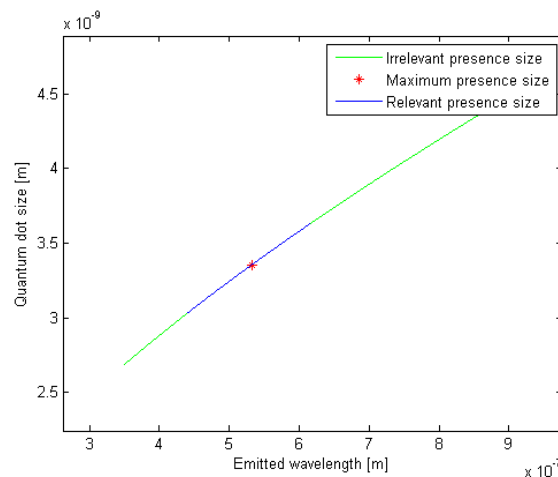


Figure 4: Calculation of the wavelength size dependency for graphene quantum dots with matched measured distribution.

4 CONCLUSION

The proposed method of size distribution analysis of the carbon quantum dots via photoluminescence signal detection provides us with quick and cheap way of measurement. The downside of the method, the inability to quantify the absolute number of the quantum dots present in the sample, could be rectified by the usage of a better spectrometer with available detector sensitivity curve and a minor adjustment to the computational algorithm.

ACKNOWLEDGEMENT

This work was supported by the Internal Grant Agency of Brno University of Technology, grant No. FEKT-S-17-4626.

REFERENCES

- [1] Zhang, X., Kuo, J., Gu, M., Bai, P., Sun, C. Q. : Graphene nanoribbon band-gap expansion : Broken-bond-induced edge strain and quantum entrapment, *Nanoscale*, 2, 2010, pp. 2160-2163.
- [2] Pal, D., Stoleru, V. G., Towe, E., Firsov, D.: Quantum dot-size variation and its impact on emission and absorption characteristics: An experimental and theoretical modeling investigation, *Japanese Journal of Applied Physics*, 41(1), 2002, pp. 482-489.
- [3] in, Z., Owour, P., Lei, S., Ge. L.: Graphene, graphene quantum dots and their applications in optoelectronics, *Current Opinion in Colloid & Interface Science*, 20(5-6), 2015, pp. 439-453.
- [4] Zou, K., Hong. X., Zhu, J.: Effective mass of electrons and holes in bilayer graphene: Electron-hole asymmetry and electron-electron interaction, *Physics Review*, 84, 2011, pp. 085408-1-085408-6.
- [5] Ledentsov, N. N., Ustinov, V. M., Shchukin, V. A., Kop'ev, P. S., Alferov, Zh. I., Bimberg, D.: Quantum dot heterostructures: Fabrication, properties, lasers (Review), *Semiconductors*, 32(4), 1998, pp. 343-365.
- [6] Li, Y., Huabing, S., Wang, S., Wang, J.: Electronic and optical properties of graphene quantum dots: The role of many-body effects, *The Journal of Physical Chemistry*, 119, 2015, pp. 4983-4989.
- [7] Bacon, M., Siobhan, J. B., Nann, T.: Graphene Quantum Dots, *Particle & Particle Systems Characterisation*, 31(4), 2014, pp. 415-428.
- [8] Sheng, W., Korkusinski, M., Guclu, A. D., Zielinsky, M., Potasz, P., Kadantsev, E. S., Voznyy, O., Hawrylak, P.: Electronic and optical properties of semiconductor and graphene quantum dots, *Frontiers of Physics*, 7(3), 2012, pp. 328-352.

IDENTIFICATION OF PARKINSON'S DISEASE USING ACOUSTIC ANALYSIS OF POEM RECITATION

Ján Mucha

Doctoral Degree Programme (1.), FEEC BUT

E-mail: muchajano@phd.feec.vutbr.cz

Supervised by: Zdeněk Smékal

E-mail: smekal@feec.vubtr.cz

Abstract: Parkinson's disease (PD) is the second most frequent neurodegenerative disorder. It is estimated that 60–90 % of PD patients suffer from speech disorder called hypokinetic dysarthria (HD). The goal of this work is to reveal influence of poem recitation on acoustic analysis of speech and propose concept of Parkinson's disease identification based on this analysis. Classification methods used in this work are Random Forests and Support Vector Machine. The best achieved accuracy of disease identification is 70.66 % with 59.25 % sensitivity for Random Forests classifier fed mainly with articulation features. These results demonstrate a high potential of research in this area.

Keywords: poem recitation, acoustic analysis, binary classification, Parkinson's disease, hypokinetic dysarthria

1 INTRODUCTION

Parkinson's disease (PD) is the second most frequent neurodegenerative disorder with a chronic progressive course in the world [1]. PD affects approximately 1.5 % of population aged over 65, whereas the risk increases with age [2]. It is estimated that 60–90 % of PD patients suffer from a distinctive motor speech disorder called hypokinetic dysarthria (HD). HD affects especially subsystems involved in the formation of speech such as phonation, articulation, prosody and speech fluency [3]. Clinical symptoms such as speech rate abnormalities, increased voice nasality, reduced voice intensity, increased acoustic noise, reduced variability of pitch and loudness, harsh breathy voice quality, rapid repetition of words or syllables, imprecise articulation, unintentional introduction of pauses and sudden deceleration or acceleration in speech rate have been observed in PD patients [4, 5].

According to previous studies, significant reduction of F_0 variability was observed in PD patients compared with healthy controls [6, 7]. Moreover, Skodda et al. [8] have analysed dysprosody in patients with the same gender and they revealed increased rate of pauses during standardised reading task. For quantification of different aspects of HD in PD a wide range of speech tasks was used in previous studies, e. g. sustained vowel phonation [9, 10], diadochokinetic tasks [11, 12], several types of reading tasks [5, 8], and running speech [13, 8]. Subsequently, disorders of HD have been analysed using conventional, clinically interpretable speech parameters describing articulation [11, 14], prosody [13, 4, 5, 8], speech fluency [13, 5, 8, 14], and quality of speech/voice [10, 9].

The aims of this work are: 1) to find the best features for analysis of poem recitation, where the prosodic and articulation speech features are expected to be the most significant; 2) to determine which classification method has higher HD identification accuracy; 3) to optimize the acoustic analysis of poem recitation in PD patients in order to get the best results of sensitivity and specificity.

2 DATASET AND METHODOLOGY

2.1 DATASET

For the purpose of this study, we used a database of poem recitation recorded in PD patients and healthy controls. The healthy participants had no history or presence of speech disorders or brain diseases, including neurological and psychiatric illnesses. All patients were examined on their regular dopaminergic medication approximately 1 hour after the L-dopa dose. All participants were enrolled at the First Department of Neurology, St. Anne's University Hospital in Brno, Czech Republic. All participants signed an informed consent form that has been approved by the local ethics committee. Database consist of 152 Czech native speakers, where 99 are PD patients (59 men with: age (66.4 ± 8.7) years, UPDRS III – Unified Parkinson's disease rating scale, part III: evaluation of motor function 26.8 ± 10.5 and LED – L-dopa equivalent daily dose (1110.4 ± 562.5) mg; 40 women with: age (68.9 ± 7.7) years, UPDRS III 22.1 ± 13.6 and LED (870.2 ± 479.3) mg) and 53 are healthy control (26 men with age (65.6 ± 8.9) years and 27 women (67.3 ± 9.4) years). Speakers first read and tried to recite a poem for themselves. Consequently, they recited the poem into a microphone. The poem recitation task is the following one (2 rhymes): Czech original – *Chcete vidět velký lov? Budu lovit v džungli slov. Osedlám si Pegasa, chytím báseň do lasa!*; English translation – *Would you like to see a big hunt? I will be hunting in a jungle of words. I will saddle the Pegasus, I will catch a poem into a lasso.*

2.2 SPEECH FEATURES

Speech features used in this study can be divided into four categories describing various aspects of speech: prosodic, articulatory, phonatory and features describing speech quality. Considering the selected speech task, it is expected that the prosodic and articulatory speech features will have the highest discrimination power. Prosodic speech features used in this study are: fundamental frequency (F_0), short-time energy (STE), Teager-Kaiser energy operator (TKEO), total speech time (TST), total pause time (TPT), and net speech time (NST). Articulatory features used in this study are: first three formant frequencies and their bandwidths, and spectral flux (SF). Phonatory features used in this study are: jitter, shimmer, and pitch period entropy (PPE). Features describing speech quality used in this study are: harmonic-to-noise ratio (HNR), noise-to-harmonic ratio (NHR), zero-crossing rate (ZCR), and median of power spectral density (MPSD).

2.3 STATISTICAL ANALYSIS AND CLASSIFICATION

Some features are extracted from segments of speech signal, so the result is a vector. For the consequent classification it's necessary to express the statistical properties of these features. To describe the statistical properties of the selected speech features the following statistics (or their estimates) were used: mean, median, standard deviation (std), range, relative standard deviation (relative std), relative range, mean absolute deviation (mad), 1st quartile, 3rd quartile, interquartile range (IQR).

Two classification methods were used: Random Forests (RF) and Support Vector Machine (SVM) with Gaussian radial basis function kernel. We employed a 10-fold cross-validation with 5 repetitions. Univariate and multivariate classification was performed. In the case of multivariate classification, we used the mRMR (minimal redundancy and maximal relevance) feature selection algorithm to identify relevant and non-redundant speech parameters [15]. The classification performance was evaluated using accuracy (ACC), sensitivity (SEN), specificity (SPE) and Matthew's correlation coefficient (MCC).

3 RESULTS

3.1 UNIVARIATE CLASSIFICATION

Results of the univariate classification are summarized in Table 1–2. Features are ordered according to MCC. The 5 best features are chosen for both classification methods. Values of ACC, SEN, SPE, MCC, Spearman correlation coefficients (SK) and related p values (p SK), and Pearson correlation coefficients (PK) and related p values (p PK) for RF are listed in Table 1 and in Table 2 for SVM.

Table 1: Overview of the best features identified in the univariate classification using **RF**.

Feature	ACC [%]	SEN [%]	SPE [%]	MCC	PK	p PK	SK	p SK
relative std 1st formant	66.58±0.9	47.17±2.8	76.97±0.6	0.2953	0.05	0.51	0.05	0.54
1st quartile STE	64.87±0.7	51.32±2.8	72.12±1.4	0.2586	0.15	0.07	0.11	0.17
std SF	64.74±1.8	46.42±2.9	74.55±1.8	0.2436	0.06	0.44	0.08	0.35
relative std 3rd formant	64.08±2.6	40.00±6.3	76.97±2.7	0.2175	0.01	0.94	0.01	0.90
shimmer	64.34±1.8	43.40±1.9	75.56±3.3	0.2050	0.18	0.03	0.14	0.08

Table 2: Overview of the best features identified in the univariate classification using **SVM**.

Feature	ACC [%]	SEN [%]	SPE [%]	MCC	PK	p PK	SK	p SK
relative std 1st formant	72.63±1.9	52.08±5.4	83.64±2.5	0.3945	0.05	0.51	0.05	0.54
std SF	72.37±0.9	37.74±2.3	90.91±1.6	0.3633	0.06	0.44	0.08	0.35
jitter	71.18±2.1	31.70±3.4	92.32±1.5	0.3459	0.09	0.26	0.05	0.57
1st quartile STE	68.42±1.5	33.21±4.5	87.23±1.8	0.2437	0.15	0.07	0.11	0.17
relative std 3rd formant	68.95±2.2	32.08±3.5	88.69±1.8	0.1978	0.01	0.94	0.01	0.90

3.2 MULTIVARIATE CLASSIFICATION

Results of the multivariate classification for both classifiers are summarized in Table 3. Features are ordered according to MCC. The table shows number of parameters in a feature set established using mRMR, and related values of ACC, SEN, SPE, and MCC.

Table 3: Multivariate classification results ordered according to MCC.

RF				
Number of features in group	ACC [%]	SEN [%]	SPE [%]	MCC
36	70.66±2.6	59.25±6.3	76.77±2.5	0.3484
30	70.00±3.5	59.25±2.9	75.76±4.7	0.3244
64	69.61±3.6	60.75±8.9	74.35±4.6	0.3141
43	68.95±2.2	56.60±6.1	75.56±4.4	0.3100
32	69.08±2.6	57.74±6.9	75.15±2.9	0.3099
SVM				
Number of features in group	ACC [%]	SEN [%]	SPE [%]	MCC
34	68.95±2.3	27.92±4.1	90.91±1.6	0.2808
36	68.95±1.8	27.92±4.7	90.91±1.0	0.2378
46	68.55±1.6	23.77±3.9	92.53±1.5	0.2256
31	68.95±2.3	29.06±2.9	90.30±2.7	0.2241
33	69.34±2.1	27.92±4.5	91.52±1.5	0.2183

4 DISCUSSION

4.1 UNIVARIATE CLASSIFICATION

The highest ACC in both classifiers provides relative std of 1st formant (see Table 1 and Table 2), which represents variability of the 1st formant. This feature describes reduced momentum of tongue caused by muscle rigidity, which is an ordinary symptom of PD. SF was identified as significant too. SF describes a rate of vocal tract position change, which is also associated with the rigidity. Values of ACC are by approximately 5 % higher in SVM, but values of SEN are approximately by 13 % lower than in RF. Therefore, RF is more successful classification method in terms of SEN. Articulatory features significantly occur, which confirms initial assumption. Absolute values of correlation coefficients are low and related p values point out that neither are statistically significant. These results highlight the importance of feature combination in order to improve the classification performance.

4.2 MULTIVARIATE CLASSIFICATION

In opposite to the univariate classification, the discrimination power of RF is better than the one of SVM (see Table 3). Values of SEN are in the case of SVM approximately by 30 % lower than in RF. Considering this, the best group of features was selected from groups classified by RF according to the highest ACC. The best group contains 36 features selected by mRMR, where 58 % of them are articulatory features (formants, SF) and 36 % are prosodic features (STE, TST, F_0 , TKEO). This indicates their significance in analysis of poem recitation. It is obvious from these results that for the acoustic analysis of poem recitation the multivariate classification provides better discrimination power than the univariate one.

5 CONCLUSION

This work deals with the identification of PD based on the acoustic analysis of poem recitation. In the case of univariate analysis, the SVM classifier seems to be better than RF, but considering sensitivity, the RF is more suitable. Results in univariate classification point to the fact that it is convenient to combine features to improve accuracy of classification. A disadvantage of some features is their dependence on gender. This means that further division of participants (based on their gender) should improve the results.

Based on the results of multivariate classification, we can conclude that RF provides more adequate results than SVM. Accuracy of 70.66 ± 2.6 % and sensitivity of 59.25 ± 6.3 % was achieved by a group of features selected using mRMR. These results demonstrate a high potential of research in this area. This work has some limitations. We hypothesise that optimisation of classifiers' parameters (especially in SVM) would improve the results. Moreover, gender should be considered as a covariate. Finally, to generalize the results, a bigger and multilingual dataset must be analysed.

ACKNOWLEDGEMENT

This work was supported by the grant of the Czech Ministry of Health NV16-30805A (Effects of non-invasive brain stimulation on hypokinetic dysarthria, micrographia, and brain plasticity in patients with Parkinson's disease).

REFERENCES

- [1] M. C. de Rijk, L. J. Launer, K. Berger, M. M. Breteler, J. F. Dartigues, M. Baldereschi, L. Fratiglioni, J. Lobo, A. Martinez-Lage, C. Trenkwalder, and A. Hofman, "Prevalence of Parkinson's disease in Europe: A collaborative study of population-based cohorts," *Neurology*, vol. 54, pp. 21–23, 2000.

- [2] S. Sapir, L. Ramig, and C. Fox, "Speech and swallowing disorders in Parkinson disease," *Curr. Opin. Otolaryngol. Head Neck Surg.*, vol. 16, no. 3, pp. 205–10, 2008.
- [3] L. O. Ramig, C. Fox, and S. Sapir, "Speech treatment for Parkinson's disease," *Expert Rev. Neurother.*, vol. 8, no. 2, pp. 297–309, 2008.
- [4] J. Mekyska, E. Janousova, P. Gomez-Vilda, Z. Smekal, I. Rektorova, I. Eliasova, M. Kostalova, M. Mrackova, J. B. Alonso-Hernandez, M. Faundez-Zanuy, and K. L. de Ipiña, "Robust and complex approach of pathological speech signal analysis," *Neurocomputing*, vol. 167, pp. 94–111, 2015.
- [5] Z. Galaz, J. Mekyska, Z. Mzourek, Z. Smekal, I. Rektorova, I. Eliasova, M. Kostalova, M. Mrackova, and D. Berankova, "Prosodic analysis of neutral, stress-modified and rhymed speech in patients with parkinson's disease," *Comput. Methods. Programs. Biomed.*, vol. 127, pp. 301 – 317, 2016.
- [6] A. M. Goberman, "Correlation between acoustic speech characteristics and non-speech motor performance in Parkinson's disease," *Med. Sci. Monit.*, vol. 11, no. 3, pp. CR109–116, 2005.
- [7] A. J. Flint, S. E. Black, I. Campbell-Taylor, G. F. Gailey, and C. Levinton, "Acoustic analysis in the differentiation between Parkinson's disease and major depression," *J. Psycholinguist. Res.*, vol. 21, pp. 383–399, 1992, 10.1007/BF01067922.
- [8] S. Skodda, W. Visser, and U. Schlegel, "Gender-related patterns of dysprosody in Parkinson's disease and correlation between speech variables and motor symptoms," *J. Voice*, vol. 25, no. 1, pp. 76–82, 2011.
- [9] J. Mekyska, Z. Galaz, Z. Mzourek, Z. Smekal, I. Rektorova, I. Eliasova, M. Kostalova, M. Mrackova, D. Berankova, M. Faundez-Zanuy, K. L. de Ipiña, and J. B. Alonso-Hernandez, "Assessing progress of Parkinson's disease using acoustic analysis of phonation," *2015 4th International Work Conference on Bioinspired Intelligence (IWOBI)*, pp. 111–118, June 2015.
- [10] A. Tsanas, M. A. Little, P. E. McSharry, and L. O. Ramig, "Nonlinear speech analysis algorithms mapped to a standard metric achieve clinically useful quantification of average Parkinson's disease symptom severity," *J. R. Soc. Interface*, vol. 8, no. 59, pp. 842–855, 2010.
- [11] S. Skodda, W. Visser, and U. Schlegel, "Vowel articulation in Parkinson's disease," *J. Voice*, vol. 25, no. 4, pp. 467–472, 2011.
- [12] J. Ruzs, R. Cmejla, T. Tykalova, H. Ruzickova, J. Klempir, V. Majerova, J. Picmausova, J. Roth, and E. Ruzicka, "Imprecise vowel articulation as a potential early marker of Parkinson's disease: effect of speaking task," *J. Acoust. Soc. Am.*, vol. 134, no. 3, pp. 2171–2181, 2013.
- [13] S. Skodda, H. Rinsche, and U. Schlegel, "Progression of dysprosody in Parkinson's disease over time—a longitudinal study," *Mov. Disord.*, vol. 24, pp. 716–722, 2009.
- [14] J. Ruzs, R. Cmejla, H. Ruzickova, and E. Ruzicka, "Quantitative acoustic measurements for characterization of speech and voice disorders in early untreated Parkinson's disease," *The Journal of the Acoustical Society of America*, vol. 129, no. 1, pp. 350–367, 2011.
- [15] A. Tsanas, M. A. Little, and P. E. McSharry, *A Methodology for the Analysis of Medical Data, Chapter 7 in Handbook of Systems and Complexity in Health*. Springer, 2013.

THE WIDTH AND SHIFT OF SPECTRAL LINES

Josef Pokorný

Doctoral Degree Programme (1), FEEC BUT

E-mail: xpokor31@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Milada Bartlová

E-mail: bartlova@feec.vutbr.cz

Abstract: The examination of radiation absorbed or emitted by atoms or molecules are very important for physics and technology. The article discusses about problem of solving absorption of radiation by atoms. There are several types of broadening and shift of spectral lines solved by special program. The program uses data from free access chemical databases.

Keywords: absorption, spectral line broadening and shift, chemical databases

1 INTRODUCTION

Our modern knowledge about broad spectrum of electromagnetic waves is based on first research of white sun shine by Isaac Newton (1643 – 1726). F. W. Herschel continued in research (1738 – 1822), he measured temperature of the colours and discovered infrared radiation. Joseph von Ritter Fraunhofer (1787 – 1826) discovered some dark lines in the sun spectrum in 1814 and 1815. These dark lines were then used for specifying refraction indexes of various matter. In 1823 he made first optical lattice and discovered diffraction of light on this lattice. He could exactly measure wavelengths of spectral lines with this optical lattice.

In 1897 J. J. Thomson discovered electron, on its model basis described ionization as emission of an electron from an atom. In 1913 Eva von Bahr distinguished rotational structure of hydrogen chloride band, and so the rotational quantum states of molecules were experimentally proved. These basic discovery work laid a foundation for important work published by Planck, Bohr, Einstein and many others, who, directly or with work in similar field, helped to achieve today level of knowledge in investigating of spectra of matter and spectroscopy as a scientific field.

2 SPECTRA OF MATTER

The examination of electromagnetic radiation emitted by atoms and molecules was very important in development of modern physics. It contributes to the development of quantum hypothesis of a structure of atoms and quantum mechanics.

Atoms, molecules and other radiators can emit radiation of various wavelength and they can also absorb radiation. They produced radiation spectrum, which is intensity or energy of radiation in relation to wavelength or frequency. Electromagnetic radiation is equivalent to electromagnetic field, but in micro-world we use quantum description and understand that this radiation consists of particles – photons.

We can measure spectra in visible, ultraviolet and infrared wavelengths. The spectra are divided into continuous, band and line. As an example of continuous spectrum could be taken the part of the hydrogen emission spectrum that is due to free electrons becoming bound to a hydrogen ion and emitting photons over a wide range of wavelengths. In contrast to the discrete lines due to electrons falling from some bound quantum state to a state of lower energy [1].

There is no spectral line exactly monochromatic, rather absorption or emission become for small and finite range of wavelength. The results are broadened spectral lines with maximums at wavelengths

predicted by quantum mechanics. The broadening is due to various effects. The most important are natural width of spectral line, Doppler broadening, Stark broadening, resonance broadening and Van der Waals broadening.

Absorption is described by Lambert–Beer law:

$$I = I_0 e^{-\kappa d}, \quad (1)$$

where I_0 is the entering intensity, d is the length and κ is the absorption coefficient.

Absorption coefficient κ for discrete spectrum must include all overlapping spectral lines from all atoms and ions in plasma. Absorption coefficient isolated line “ i ” in matter “ a ” is:

$$\kappa_{a,i}(\nu, T, p) = \pi r_0 c f_{mn}^{a,i} N_n^a(T, p) P^i(\nu, T, p), \quad (2)$$

where ν is frequency, T is temperature, p is pressure, r_0 is radius of electron, c is speed of the light, $f_{mn}^{a,i}$ is absorption force of oscillator for electron transitions between energetic states m and n . $N_n^a(T, p)$ is occupation density of lower energetic state and $P^i(\nu, T, p)$ is normalized spectral line profile. Spectral line profile has Lorentzian profile according to the formula:

$$P(\nu, T, p) = \frac{\delta}{\pi[(\nu - \nu_0 - d)^2 + \delta^2]}, \quad (3)$$

where δ is halfwidth of spectral line and d is the shift of spectral line. Both halfwidth δ and shift d are functions of temperature T and pressure p [2]. We can calculate normalized spectral line profile from the output of our program.

Van der Waals broadening depends on neutral particles interactions. Firstly we have to calculate effective main quantum number of k -th energetic state:

$$n_k^* = Z \sqrt{\frac{R_H}{I_p - E_k}}, \quad (4)$$

where Z is charge of atom or ion, $Z = 1$ for neutral atom, $Z = 2$ for firstly ionized atom, and so on, $R_H = 1.097 \times 10^7 \text{ m}$ is Rydberg constant, I_p is an ionization potential and E_k is an energy, where k could be *low* or *up* state.

Now the mean radial matrix elements could be calculated:

$$\overline{R_k^2} = \frac{(n_k^*)^2}{2Z_a^2} [5(n_k^*)^2 + 1 - 3l_k(l_k + 1)] \quad (5)$$

where l_k is electron orbital quantum number.

Stark broadening and shift includes perturbation from electrons and other ions. Griem has developed semi–empirical theory. Firstly we have to calculatate Gaunt factors:

$$g_{se} = 0.275664 \cdot \ln \left(1 + \frac{0.012854 \cdot T^{3/2}}{Z |\Delta E_{J''J^*}|} \right), \quad (6)$$

$$g_{sh} = \frac{0.001391 \cdot T^{3/2}}{Z |\Delta E_{J''J^*}|}, \quad (7)$$

where J is momentum quantum number.

Finally we get Stark broadening δ_S and shift d_S as:

$$\delta_S = F(T, p) \left[\sum_{J''} \frac{S(J'', J)}{2J + 1} g_{se}(X_{J''J}) + \sum_{J''} \frac{S(J'', J')}{2J' + 1} g_{se}(X_{J''J'}) \right], \quad (8)$$

$$d_S = F(T, p) \left[\sum_{J''} \frac{\Delta E_{J''J}}{|\Delta E_{J''J}|} \frac{S(J'', J)}{2J + 1} g_{sh}(X_{J''J}) - \sum_{J''} \frac{\Delta E_{J''J'}}{|\Delta E_{J''J'}|} \frac{S(J'', J')}{2J' + 1} g_{sh}(X_{J''J'}) \right], \quad (9)$$

where S is the line force.

Broadening caused by emitting atom or ion interactions with surrounding particles dominates in higher pressures. Atom interactions with electrons or ions lead to Stark broadening and shift and is most important in plasma. Interactions with neutral atoms of the same kind lead to resonance broadening. Van der Waals broadening and shift are caused by interaction with the neutral atoms of different kind [2].

3 SPECTROSCOPIC DATA

There are spectroscopic databases which collect data for scientific and needs. Some of these databases could be accessed for free. I would like to mention some free access databases, eg. american institute NIST (National Institute of Standards and Technology) database, professor Kurucz database (from Harvard University) and international database The Opacity Project.

We will use NIST database for our calculation. You can search in database through the web, [3]. We will search the database eg. for four times ionized sulphur atom. We will calculate width and shift of spectral lines from database output. We require data for 10 nm – 30000 nm and want ASCII text file output. We receive output displayed on fig. 1. [3]

Primary data sources				Query NIST Bibliographic Databases for S V (new window)							
Energy Levels:	Martin et al. 1990			S V Energy Levels							
Lines:	Kaufman and Martin 1993			S V Line Wavelengths and Classification							
Transition Probabilities:	Podobedova et al. 2009			S V Transition Probabilities							

Mult. No.	Configurations	Terms	Ritz Wavelength Vac (nm)	E _i (cm ⁻¹)	E _k (cm ⁻¹)	g _i	g _k	A _{ki} s ⁻¹	f _{ik}	S	Acc.	Type
1	2p6.3s2 - 3s.3p	1S - 3P*	119.913	0	83393.5	1 - 9		5.50e+04	1.07e-04	4.21e-04		
			119.9134	0.0	83393.5	1 - 3		1.65e+05	1.06e-04	4.20e-04	B+	
2		1S - 1P*	78.6468	0	127150.7	1 - 3		4.87e+09	1.35e+00	3.51e+00	A	
3	2p6.3s2 - 3s.4p	1S - 3P*	28.640	0	349161.1	1 - 9		2.04e+08	2.26e-02	2.13e-02		
			28.6401	0.0	349161.1	1 - 3		6.11e+08	2.25e-02	2.12e-02	C+	

Figure 1: Output data from database NIST, for sulphur S⁴⁺.

4 PROGRAM FOR CALCULATION OF SPECTRAL LINES PARAMETERS

We used the C programming language in the Eclipse environment for development of program for width and shift of spectral lines calculation. It was chosen so, because of calculation speed and compatibility with operating system Linux and OS Windows. Block diagram of program is on fig. 2.

Our program formats output file from database. Necessary variables are stored into internal field of variables for further processing. The program accumulates parts from equivalent energetic levels to broadening and shift of spectral lines. Our program counts linear coefficients for width and shift of spectral lines dependent on temperature. Required temperature range is 5000 – 50000 K. There are thirteen parameters in the output of the program describing absorption spectral lines, the most important are width according to Stark, and according to Kurucz. Program creates a text output file which is suitable for further processing.

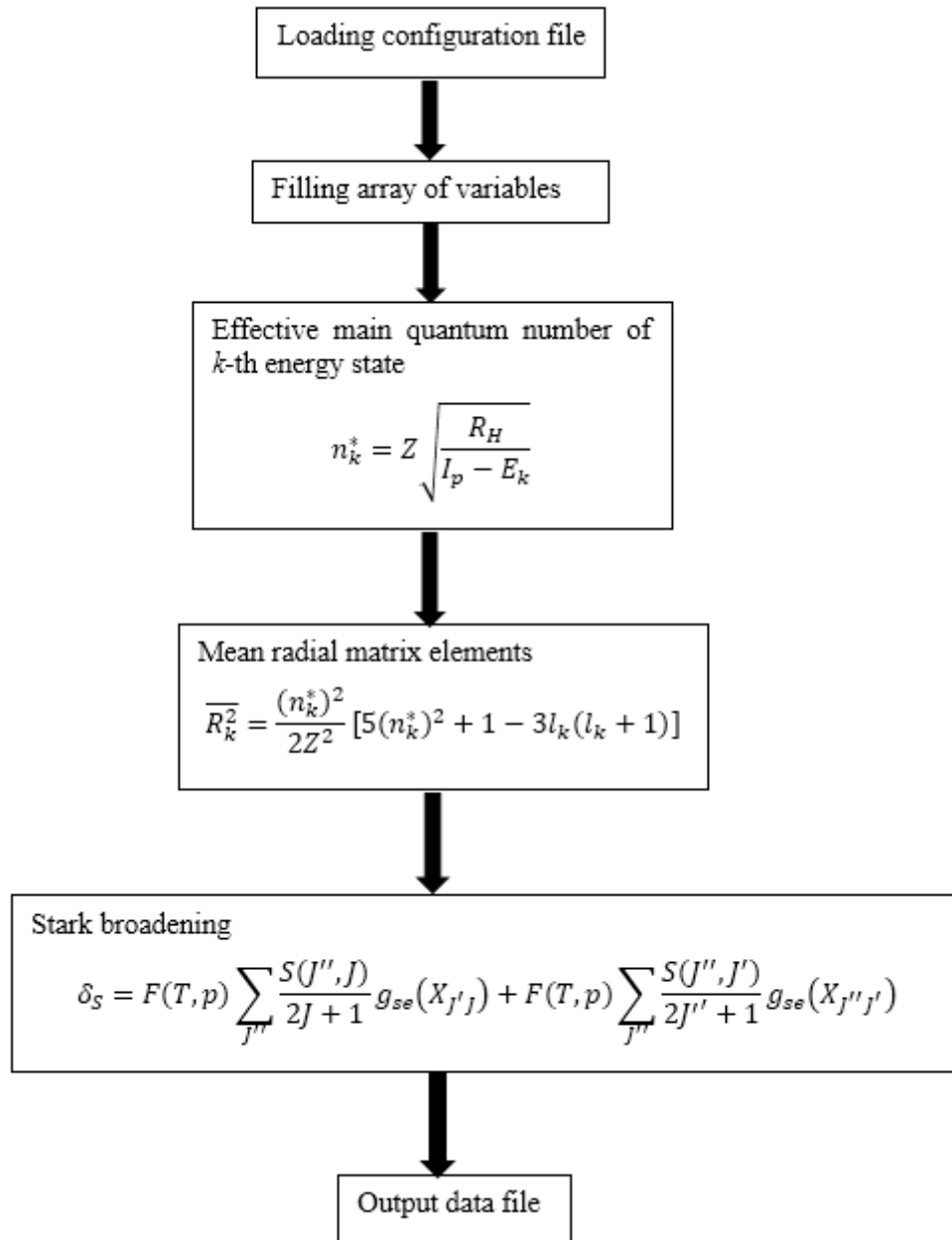


Figure 2: Block diagram of the program for calculation of broadening and shift of spectral lines. We design program which solves Stark broadening with methodic used in Toulouse University. Stark broadening and shift according to Griem is also applied in our program. The cycle FOR calculates this broadening and shift for all required temperatures.


```

/* upper energy level */
if ( (Elj == Eu) && (semaphore1 == 0) ) {
semaphore1 = 1;
C4fin = C4fin+foscj*pow(lambdaj*1e-7,2.0); /* parameter Stark France */
for ( cntK=0; cntK<6; cntK++) {
gJH[cntK]=0.275664*log(1+0.012854*pow(T[cntK],1.5)/(z*abs(Euj-Eu))); /* halfwidth */
AJH[cntK]=gJH[cntK]*Sj/gu;
HHni[cntK]=HHni[cntK]+AJH[cntK];
gsJH[cntK]=0.001391*pow(T[cntK],1.5)/(z*abs(Euj-Eu)); /* shift */
BJH[cntK]=gsJH[cntK]*Sj*(Euj-Eu)/(gu*abs(Euj-Eu));
HHd[cntK]=HHd[cntK]+BJH[cntK];
}
}
}

```

Selected results from our program are shown in tab. 1.

Table 1: Demonstration of Stark broadening of S⁺⁴.

λ [nm]	δ [m]	λ [nm]	δ [m]
20.296	3.9870×10^{-24}	103.99	6.7592×10^{-26}
51.825	4.8118×10^{-24}	135.14	1.8555×10^{-25}
84.924	7.3108×10^{-25}	263.97	4.0348×10^{-24}

5 CONCLUSION

The study of spectral lines broadening and shift brings new matter into science about structure and behaviour of different elements and compounds. We made the modular program for scientific examination of spectrums. The program selects needed parameters from selected database and calculates spectral shifts: polarization, Van der Waals and Stark shift. The program calculates also complete halfwidth of spectral lines using Stark, Van der Waals, and natural halfwidth.

Our program could be possibly used for construction of spectroscopic instruments, for design thin optical layers with selective reflectance, possibly theoretical knowledge could be used in construction thin selective dielectric resonators and last but not least the program could improve world spectroscopic databases.

ACKNOWLEDGEMENT

This work was supported by the Internal Grant Agency of Brno University of Technology, grant No. FEKT-S-17-4626.

REFERENCES

- [1] BEISER, A. *Úvod do moderní fyziky*. Praha: Academia, 1978. 628 p.
- [2] BARTLOVÁ, M. *Radiační vlastnosti plazmatu elektrického oblouku*. Habilitační práce. Brno: FEKT, 2004. 91 p.
- [3] *NIST Atomic Spectra Database* [online], [cit. 2017-03-12]. Dostupné z: http://physics.nist.gov/PhysRefData/ASD/lines_form.html

OPTIMALITY CONDITIONS FOR SCALAR LINEAR DIFFERENTIAL SYSTEM

Hanna Demchenko

Doctoral Degree Programme (3. ročník), FEEC BUT

E-mail: xdemch02@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Josef Diblík

E-mail: diblik@feec.vutbr.cz

Abstract: In the contribution, for scalar linear differential system

$$\frac{dx(t)}{dt} = Ax(t) + Bu(t),$$

where $A \in R^{n \times n}$, $B \in R^{n \times m}$, $x(t) \in R^n$ and $u(t) \in R^m$ is a control function, a problem of minimizing a function

$$I[x(t), u(t)] = \int_{t_0}^{\infty} (x^T(t)Cx(t) + u^T(t)Du(t)) dt$$

where $C \in R^{n \times n}$ is a symmetric, positive definite matrix and D is a diagonal control matrix, $D = \text{diag}\{d_j\}$, $d_j > 0$, $j = 1, \dots, m$, is considered. To solve the problem, Malkin's approach and Lyapunov's second method are utilized.

Keywords: optimization problem, control function, Lyapunov function.

1 INTRODUCTION

Consider a process, controlled by means of a vector-function $u: [t_0, \infty) \rightarrow R^m$, and assume that it can be represented by a system of differential equations of delayed type

$$x'(t) = f(t, x(t), u(t)), \quad t \geq t_0, \tag{1}$$

where $t_0 \in R$, $f: D \rightarrow R^n$,

$$D := \{(t, x, u) \in [t_0, \infty) \times R^n \times R^m, \|x\| < M, \|u\| < M\},$$

M is a positive constant, $n, m \in N$,

$$\|x(s)\| := \max_{i=1, \dots, n} \{|x_i(s)|\}, \quad s \in [t_0, \infty).$$

We will assume that

1. $f(t, \theta_n, \theta_m) = \theta_n$, $t \geq t_0$, where θ_n, θ_m are n or m dimensional zero vectors.
2. f is locally Lipschitzian in every bounded neighborhood of each point $(t, x, u) \in D$.

The problem under consideration is following. We need to determine a function (control function) $u: [t_0, \infty) \rightarrow R^m$ such that zero solution $x(t) = \theta_n$, $t \geq t_0$ of system (1) will be asymptotically stable and for an arbitrary solution $x = x(t)$, $t \geq t_0$ of system (1) satisfying $\|x\| < M$, the integral

$$\int_{t_0}^{\infty} \omega(t, x(t), u(t)) dt \tag{2}$$

exists and attains minimum value. Here $\omega: D \rightarrow \mathbb{R}$ is a positive-definite function.

Define an auxiliary function $B: D_1 \rightarrow \mathbb{R}$,

$$D_1 := \{(v, t, x, u) \in \mathbb{R} \times [t_0, \infty) \times \mathbb{R}^n \times \mathbb{R}^m, \|x\| < M, \|u\| < M\},$$

by formula

$$B(V, t, x, u) := \frac{dV(t, x)}{dt} + \omega(t, x, u), \quad (3)$$

where V is a Lyapunov function.

To solve the problem, we use the following theorem presented in [3, Theorem IV] (we omit its proof).

Theorem 1.

Assume that, for the system of differential equations (1), there exists a positive definite function V having an infinitesimal upper bound and a vector-function $u_0: [t_0, \infty) \rightarrow \mathbb{R}^m$, $\|u_0(t)\| \leq M$, $t \geq t_0$ such that

- i) Function $\omega(t, x, u_0)$ is positive-definite for every $t \geq t_0$, $\|x\| < M$.
- ii) Identity $B(V, t, x, u_0) \equiv 0$ holds on $[t_0, \infty)$ for every solution $x: [t_0, \infty) \rightarrow \mathbb{R}^n$ of system (1) where $u = u_0$.
- iii) Inequality $B(V, t, x, u) \geq 0$ holds on $[t_0, \infty)$ for every solution $x: [t_0, \infty) \rightarrow \mathbb{R}^n$ of system (1) and every vector-function $u: [t_0, \infty) \rightarrow \mathbb{R}^m$ with $\|u(t)\| < M$, $t \in [t_0, \infty)$.

Then, the function u_0 is a solution of the problem (1), (2) and

$$\int_{t_0}^{\infty} \omega(t, x(t), u_0(t)) dt = \min_u \left[\int_{t_0}^{\infty} \omega(t, x(t), u(t)) dt \right] = V(t_0, x(t_0)).$$

2 SCALAR LINEAR DIFFERENTIAL SYSTEM

Consider system:

$$\frac{dx(t)}{dt} = Ax(t) + Bu(t), \quad (4)$$

where $A \in \mathbb{R}^{n \times n}$, $B \in \mathbb{R}^{n \times m}$, $x(t) \in \mathbb{R}^n$, $u(t) \in \mathbb{R}^m$. We need to find a control function $u = u_0(t)$ for which the system is asymptotically stable and an integral quality criterion

$$\int_{t_0}^{\infty} (x^T(t)Cx(t) + u^T(t)Du(t)) dt \quad (5)$$

takes a minimum value provided that $C \in \mathbb{R}^{n \times n}$ is a symmetric, positive definite matrix and D is a diagonal control matrix, $D = \text{diag}\{d_j\}$, $d_j > 0$, $j = 1, \dots, m$.

Theorem 2. Assume that there exists a positive definite symmetric matrix H satisfying the matrix equation

$$A^T H + HA + C - HBD^{-1}B^T H = \Theta, \quad (6)$$

then for problem (4)-(5) the optimal stabilization control function exists and equals

$$u_0(t) = -D^{-1}B^T Hx(t) \quad (7)$$

Moreover, equation (4) with $u(t) = u_0(t)$, i.e.,

$$\frac{dx(t)}{dt} = Ax(t) + Bu_0(t),$$

is asymptotically stable and

$$V(t_0, x(t_0)) = \int_{t_0}^{\infty} (x^T(t)Cx(t) + u_0^T(t)Du_0(t)) dt = \min_u \int_{t_0}^{\infty} (x^T(t)Cx(t) + u^T(t)Du(t)) dt.$$

Proof. We utilize Theorem 1. Define a Lyapunov function

$$V(t, x(t)) = x^T(t)Hx(t),$$

where H is $n \times n$ positive-definite symmetric matrix. Then, in accordance with the condition *ii*) of Theorem 1 we analyse the expression B given by (3), i.e.,

$$B(V, t, x(t), u_0) = [Ax(t) + Bu_0(t)]^T Hx(t) + x^T(t)H[Ax(t) + Bu_0(t)] + x^T(t)Cx(t) + u_0^T(t)Du_0(t) = 0.$$

Simplifying the last expression, we get

$$B(V, t, x(t), u_0) = x^T(t)[A^T H + HA + C]x(t) + u_0^T(t)B^T Hx(t) + x^T(t)HBu_0(t) + u_0^T(t)Du_0(t) = 0. \quad (8)$$

Looking for an extremum of (8) we get

$$B'_{u_0}(V, t, x(t), u_0(t)) = 2B^T Hx(t) + 2Du_0(t) = 0,$$

i.e.,

$$u_0(t) = -D^{-1}B^T Hx(t),$$

which is the minimum of the function B because $B''_{u_0 u_0} = 2D$ is positive-definite matrix.

For (8) to be valid, i.e.,

$$\begin{aligned} x^T(t) [A^T H + HA + C - [D^{-1}B^T H]^T B^T H - HBD^{-1}B^T H + [D^{-1}B^T H]^T DD^{-1}B^T H] x(t) = \\ = x^T(t) [A^T H + HA + C - HBD^{-1}B^T H - HBD^{-1}B^T H + HBD^{-1}B^T H] x(t) = \\ = x^T(t) [A^T H + HA + C - HBD^{-1}B^T H] x(t) = 0. \end{aligned}$$

we obtain

$$A^T H + HA + C - HBD^{-1}B^T H = \Theta.$$

Thus, for the control function (7) and used Lyapunov function, the system (4) is asymptotically stable and the quality criterion (5) has a minimum value.

Example 1. Consider the system (4) with quality criterion (5).

Let matrices have the form $A = \begin{pmatrix} -2 & 1 \\ 1 & -2 \end{pmatrix}$, $B = \begin{pmatrix} 1 & 1 \\ 1 & 1 \end{pmatrix}$, $C = \begin{pmatrix} 3 & 0 \\ 0 & 3 \end{pmatrix}$, $D = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix}$.

By (7), the optimal control function will be in the form

$$\begin{aligned} u_1^0(t) &= -(h_1 + h_2)x_1 - (h_2 + h_3)x_2, \\ u_2^0(t) &= -(h_1 + h_2)x_1 - (h_2 + h_3)x_2. \end{aligned} \quad (9)$$

We need to find matrix H . In our case we can compute expression (6), i.e.,

$$A^T H + HA + C - HBD^{-1}B^T H =$$

$$= \begin{pmatrix} -4h_1 + 2h_2 + 3 - 2(h_1 + h_2)^2 & h_1 - 4h_2 + h_3 - 2(h_1 + h_2)(h_2 + h_3) \\ h_1 - 4h_2 + h_3 - 2(h_1 + h_2)(h_2 + h_3) & 2h_2 - 4h_3 + 3 - 2(h_2 + h_3)^2 \end{pmatrix} = \Theta.$$

which means that

$$\begin{cases} -4h_1 + 2h_2 + 3 - 2(h_1 + h_2)^2 = 0, \\ h_1 - 4h_2 + h_3 - 2(h_1 + h_2)(h_2 + h_3) = 0, \\ 2h_2 - 4h_3 + 3 - 2(h_2 + h_3)^2 = 0. \end{cases}$$

To solve it we can, for example, add the first and the third equations to each other and the second multiplied by 2. We obtain

$$-2h_1 - 4h_2 - 2h_3 + 6 - 2[(h_1 + h_2) + (h_2 + h_3)]^2 = -2[h_1 + 2h_2 + h_3] + 6 - 2[h_1 + 2h_2 + h_3]^2 = 0.$$

If put

$$h_1 + 2h_2 + h_3 = K, \quad (10)$$

then we have

$$K^2 + K - 3 = 0$$

and $K = -1 \pm \sqrt{13}$.

After subtracting the first equation from the third, we obtain

$$4h_1 - 4h_3 + 2(h_1 + h_2)^2 - 2(h_2 + h_3)^2 = 4(h_1 - h_3) + 2(h_1 + 2h_2 + h_3)(h_1 - h_3) = 2(h_1 - h_3)(2 + K) = 0$$

and

$$h_1 = h_3.$$

Using the last equation to (10) we find

$$h_1 + h_2 = \frac{1}{2}K. \quad (11)$$

For the second equation from the system, we obtain

$$2(h_1 - 2h_2) - (h_1 + h_2)^2 = 0 \Rightarrow h_1 - 2h_2 = \frac{1}{4}K^2. \quad (12)$$

From (11) and (12) we find that

$$h_1 = h_3 = \frac{1}{3}K + \frac{1}{12}K^2,$$

$$h_2 = \frac{1}{6}K - \frac{1}{12}K^2.$$

For $K = -1 - \sqrt{13}$ matrix H is not positive definite, so by (9) the optimal stabilization control function will be

$$u_1^0(t) = \frac{1 - \sqrt{13}}{2}(x_1(t) + x_2(t)).$$

$$u_2^0(t) = \frac{1 - \sqrt{13}}{2}(x_1(t) + x_2(t)).$$

3 CONCLUSION

In the contribution we apply Lyapunov's direct method to solve optimal stabilization problems for scalar linear differential system. This method permits to find a control function in the form of a feedback such that the zero solution of given equation or system will be asymptotically stable and, simultaneously, an integral quality criterion attains a minimum value.

ACKNOWLEDGEMENT

The author was supported by the Grant FEKT-S-17-4225 of Faculty of Electrical Engineering and Communication, BUT.

REFERENCES

- [1] Dolenko, G.A., Khusainov, D.Ya.: A partial inverse linear-quadratic optimization problem. In: Cybernetics and System Analysis, Vol.41, No.3, 2005, p. 473-478
- [2] Gantmacher, F.R.: The Theory of Matrices, vol. I, II, AMS Chelsea Publishing, Providence, RI, USA, 2002, SBN 8284-0131-4
- [3] Malkin, I.G.: Theory of Stability of Motion, Second revised edition, (Russian), Moscow, Nauka Publisher, 1966, 530 pp.

ACCELERATED HYPERBOLIC NILT METHOD USED FOR FREQUENCY-DEPENDENT TRANSMISSION LINE SIMULATION

Nawfal Al-Zubaidi R-Smith

Doctoral Degree Program (3), FEEC BUT

E-mail: alzubaidi@phd.feec.vutbr.cz

Supervised by: Lubomír Brančík

E-mail: brancik@feec.vutbr.cz

Abstract: In this paper a proposed hyperbolic numerical inverse Laplace transform method is presented and utilized to simulate waves along a frequency dependent lossy transmission line. The method is accelerated via the quotient-difference (qd) algorithm of Rutishauser, which speeds up the convergence of residual infinite series. In general, Laplace transform is very useful in the solution of partial differential equations describing transient behaviour of linear dynamical systems, but the difficulty arises in obtaining their originals analytically. This difficulty can be overcome by using the numerical method. The paper presents an application of a proposed qd-NILT method to simulate voltage and/or current waveforms along frequency-dependent transmission lines. The technique was algorithmized in the Matlab language and experimentally verified.

Keywords: numerical inversion, Laplace transform, transmission line, quotient-difference, Matlab.

1 INTRODUCTION

Telegraphic equations describing transmission lines with distributed parameters are represented by first order partial differential equations in space-time domain [1]. Applying Laplace transform, with respect to time, simplifies the solution but the difficulty arises when attempting to return the results back to the time-domain analytically, especially when considering lossy or more sophisticated transmission lines analytical approaches become impossible [2]. In this paper a numerical techniques is presented which is accelerated with the quotient-difference algorithm [3].

Numerical Inverse Laplace Transform (NILT) methods are ranked among potential methods for time domain simulations [4], [5]; for instance the analysis of the transient phenomena in systems with distributed parameters [6], applications of electromagnetic transient simulations [7], computation of transient profiles along power transmission lines [2], or even more sophisticated systems. Generally, NILT methods are widely used in several scientific areas, mainly for the solution of respective differential equations. In the electrical engineering field, it is normally applied for solving the transient process of linear time-invariant systems [5–7]. Specifically, when some scientific problem is solved by using the Laplace domain solution $F(s)$, the solution process is greatly simplified, but the unavoidable step is to obtain the result in the objective time domain $f(t)$ [4]. In many situations, this is the most difficult or even impossible part to obtain by the standard process of using the inverse Laplace transform tables. For instance, when solving systems with distributed parameters we end up with Laplace transforms in the irrational or transcendental forms. This emphasizes the importance of introducing the NILT methods as a powerful tool to deal with similar situations [1]. The hyperbolic NILT method described in this paper yields a result with the possibility to increase its accuracy based on the number of arithmetic operations or namely, on the cost of the elapsed calculation time [8]. The obtained objective function from the NILT operation, i.e. the f_{en} is considered as if the function $f(t)$ would have passed through a nearly ideal low pass filter [8]. In previous works the Euler-transform was applied on the hyperbolic NILT method as a con-

vergence acceleration enhancement to the method which resulted with a very high improvement to the proposed NILT method [8], [9]. For further reading in reference [9] several tests and error analysis for proposed NILT with the Euler-transform convergence acceleration case are presented.

2 THEORETICAL FOUNDATIONS AND RECAPITULATION OF NILT METHOD

2.1 PRINCIPLE FORMULA AND BASIC ASSUMPTIONS

The hyperbolic NILT method is based on approximating the Laplace transform inverse kernel e^{st} in the inverse Laplace transform definition Bromwich integral [3], [4], [8]

$$f(t) = \frac{1}{2\pi j} \int_{c-j\infty}^{c+j\infty} F(s) e^{st} ds, \quad (1)$$

considering the following basic assumptions:

- $F(s)$ is regular for $\text{Re}\{s\} > 0$,
- When $|s| \rightarrow \infty$ then $F(s) \rightarrow 0$,
- $F^*(s) = F(s^*)$.

2.2 APPROXIMATE FORMULAE

A resumption of the original hyperbolic NILT presented in [3], [8], and [9] is described in this section.

The Laplace transform inverse kernel e^{st} in (1) is approximated by the following hyperbolic relations:

$$K_{sh}(st, a) = e^a / 2 \sinh(a - st), \quad (2)$$

$$K_{ch}(st, a) = e^a / 2 \cosh(a - st). \quad (3)$$

The reciprocal hyperbolic functions are expressed by the infinite sum of rational functions in $z = (a - st)$,

$$\frac{1}{\sinh z} = \frac{1}{z} + 2z \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(-1)^n}{n^2 \pi^2 + z^2}, \quad (4)$$

$$\frac{1}{\cosh z} = 2\pi \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(-1)^n (n + 0.5)}{(n + 0.5)^2 \pi^2 + z^2}. \quad (5)$$

The devised formulas for both approximations are: [8]

$$f_{sh}(t, a) = \frac{e^a}{2t} F\left(\frac{a}{t}\right) + \frac{e^a}{t} \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^n \text{Re} \left\{ F\left(\frac{a}{t} + \frac{jn\pi}{t}\right) \right\}, \quad (6)$$

$$f_{ch}(t, a) = \frac{e^a}{t} \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^n \text{Im} \left\{ F\left(\frac{a}{t} + \frac{j(n-0.5)\pi}{t}\right) \right\}. \quad (7)$$

Further enhancement of the method is achieved by considering the arithmetic mean:

$$f_{en}(t, a) = \frac{e^a}{2t} \left(\frac{1}{2} F\left(\frac{a}{t}\right) + \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^n \left(\text{Re} \left\{ F\left(\frac{a}{t} + \frac{jn\pi}{t}\right) \right\} + \text{Im} \left\{ F\left(\frac{a}{t} + \frac{j\left(n-\frac{1}{2}\right)\pi}{t}\right) \right\} \right) \right). \quad (8)$$

It is conceived in [8], that the absolute error of formula (8) can be obtained by replacing the hyperbolic functions in (2) and (3) by their definition exponential functions and rearranging into the form of infinite geometric series. From the absolute error derived it is noticed that with a proper choice of the parameter a then the absolute error should be effectively minimized.

3 CONVERGENCE ACCELERATION BY QUOTIENT-DIFFERENCE TECHNIQUE

To practically simulate the NILT method, the infinite series are ought to be truncated up to a certain number of terms. To reduce the effect of truncation of infinite series the quotient-difference algorithm (Qd) is utilized [qd], which is a very useful technique to accelerate the convergence of infinite series, and has shown to be a technique with a high stability [3], [10]. Fundamentally, only $2P + 1$ terms are used as input data for the Qd computation. Accordingly, the finite series in (6) is evaluated up to n_{sum} terms, while the infinite series part can now be expressed in a finite form as

$$\sum_{n_{sum}+1}^{\infty} (-1)^n \operatorname{Re}\{F_m\} \approx u(z, P) = \sum_{n_{sum}+1}^{n_{sum}+1+qd} z^n Q_n, \quad (9)$$

where $qd=2P+1$. The sum $u(z, P)$ is replaced by the corresponding continued fraction [10]

$$v(z, P) = d_0 / (1 + d_1 z / (1 + \dots + d_{2P} z)), \quad (10)$$

which gives more precision to the result of the infinite sum than $u(z, P)$.

The lozenge diagram for the Qd algorithm computation is shown in Figure 1. The formulae for computing the Qd diagram are more detailed presented in [10].

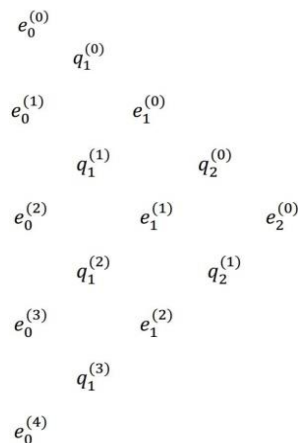


Figure 1: Quotient-difference diagram

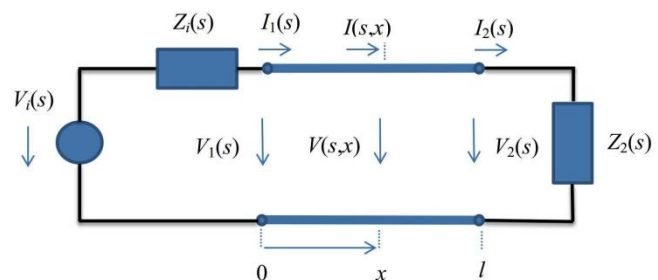


Figure 2: Transmission line Laplace model

After obtaining the Qd final part the result is then added to the truncated series summation, which improves the accuracy and efficiency of the proposed NILT method.

4 TRANSMISSION LINE APPLICATION

In this section, the proposed accelerated one-dimensional NILT method is used to simulate voltage/current waveforms on a frequency-dependent transmission line. Figure 2 proposes a Laplace-domain model of a uniform lossy transmission line. This model is obtained by using the Laplace transform of one variable to the telegraphic equations (kind of first order partial differential equations) [1]. When considering zero initial voltage and current distributions a result is:

$$-\frac{dV(x, s)}{dx} = Z_0(s)I(x, s), \quad (11)$$

$$-\frac{dI(x,s)}{dx} = Y_0(s)V(x,s), \quad (12)$$

where $Z_0(s) = R_0 + sL_0$ and $Y_0(s) = G_0 + sC_0$ are per-unit-length (p. u. l.) series impedance and shunt admittance, respectively, with R_0, L_0, G_0 , and C_0 are p. u. l. parameters that represent resistance, inductance, conductance and capacitance, respectively. After incorporating boundary conditions, then the Laplace transform of the solution is:

$$V(s,x) = V_i(s) \frac{Z_c(s)}{Z_i(s) + Z_c(s)} \cdot \frac{e^{-\gamma(s)x} + \rho_2(s)e^{-\gamma(s)[2l-x]}}{1 - \rho_1(s)\rho_2(s)e^{-2\gamma(s)l}}, \quad (13)$$

$$I(s,x) = V_i(s) \frac{1}{Z_i(s) + Z_c(s)} \cdot \frac{e^{-\gamma(s)x} - \rho_2(s)e^{-\gamma(s)[2l-x]}}{1 - \rho_1(s)\rho_2(s)e^{-2\gamma(s)l}}, \quad (14)$$

where l is length of the transmission line, $Z_c(s)$ and $\gamma(s)$ (the characteristic impedance and propagation constant respectively) are obtained by:

$$Z_c(s) = \sqrt{\frac{Z_0(s)}{Y_0(s)}}, \quad \gamma(s) = \sqrt{Z_0(s) \cdot Y_0(s)}, \quad (15)$$

It is known that at high frequency applications skin effect can play an important role by increasing resultant losses of the transmission line. The skin effect influence on transmission lines will be considered here to include frequency dependences of primary parameters. In general, skin effect has a more considerable impact than the polarization effect on the surrounding medium.

As is stated in [11], the skin effect above a certain frequency has an important impact on such applications. This is quite difficult to incorporate into a direct time-domain solution, but it is much easier by including in a frequency response calculation. Basically [11]:

$$Z(s) = R_0 + sL_0 + K\sqrt{s}, \quad (16)$$

where the latter term $K\sqrt{s}$ represents high-frequency internal resistance and including high-frequency inductive reactance. Consequently, the shunting admittance is given as:

$$Y(s) = G_0 + sC_0. \quad (17)$$

Equations (16) and (17) are then substituted in (15) instead of $Z_0(s)$ and $Y_0(s)$, respectively. The reflection coefficients at the beginning and end of the line $\rho_1(s)$, $\rho_2(s)$ equal:

$$\rho_1(s) = \frac{Z_i(s) - Z_c(s)}{Z_i(s) + Z_c(s)}, \quad \rho_2(s) = \frac{Z_2(s) - Z_c(s)}{Z_2(s) + Z_c(s)}. \quad (18)$$

At this point by implementing the proposed hyperbolic Qd-NILT it is possible to obtain the time domain voltage and current waveforms at preselected points on the transmission line.

Let us consider a uniform lossy transmission line with the following characteristics:

$l=3$ m, $R_0=0.35$ Ω /m, $L_0=265$ nH/m, $C_0=95$ pF/m, $G_0=0.1$ mS/m, $Z_i=10$ Ω , $Z_2=2.5$ k Ω . The transmission line is excited with the voltage wave: $v_i(t) = \sin^2\left(\frac{\pi \cdot t}{2 \times 10^{-9}}\right)$, for $0 \leq t \leq 2 \times 10^{-9}$ and $v_i(t)=0$

elsewhere. The intention of utilizing this sinusoidal waveform as an excitation wave is to simulate high frequency signals due to our interest of studying the frequency dependence transmission lines. Primarily, the Laplace transform of the excitation voltage waveform is obtained as:

$V_i(s) = \frac{2\pi^2(1 - \exp(-2 \times 10^{-9}s))}{s((2 \times 10^{-9}s)^2 + 4\pi^2)}$. By using the proposed hyperbolic Qd-NILT it is possible to obtain

the voltage/current waveforms on any specified point along the line as can be seen in Figure 3 and Figure 4, respectively. Two cases are studied the frequency independence of transmission line, i.e. $K=0$, and frequency dependence of the transmission line i.e. $K = 2.5 \cdot 10^{-4} \Omega\sqrt{s}/m$.

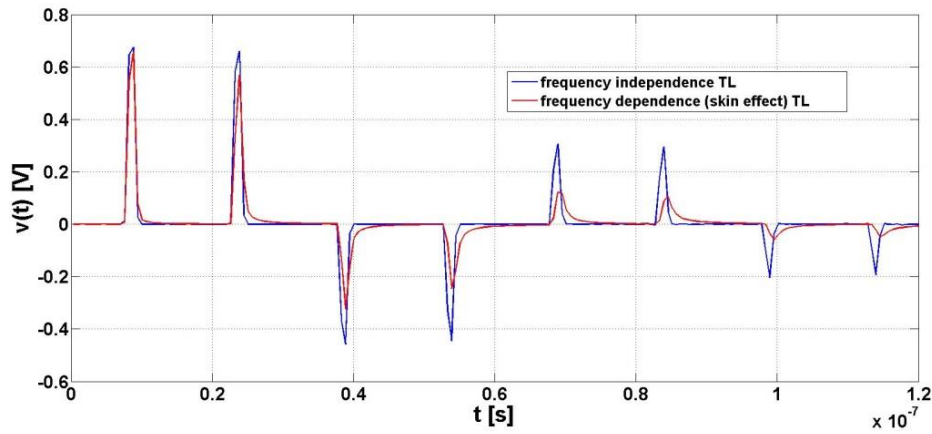


Figure 3: Voltage waveform at $l/2$ via hyperbolic Qd-NILT

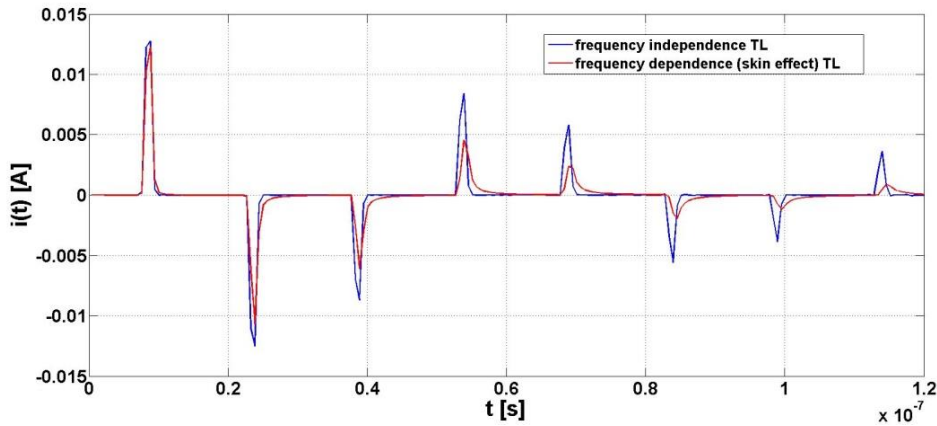


Figure 4: Current waveform at $l/2$ via hyperbolic Qd-NILT

As can be seen in Figure 3 and Figure 4 the voltage and current time-domain waveforms, respectively, are numerically obtained via the proposed accelerated hyperbolic Qd-NILT. The point of interest for the measurement along the transmission line can be simply preselected and analysed. It can be noticed from Figures 3, 4 that the frequency dependence skin effect simulation has an important role in high frequency applications. The further the waveform propagates on the TL the higher impact of skin effect is noticed, e.g. after 20 nanoseconds it can be clearly seen in Figure 3.

5 CONCLUSION

In this paper a proposed 1D hyperbolic NILT accelerated by means of the quotient-difference algorithm of Rutishauser is briefly presented. The presented technique is efficiently utilized in a practical application of electrical engineering, namely, the time-domain simulation of lossy frequency-dependence transmission line. The simulation of the voltage and current waveforms were successfully implemented and compared with frequency-independence transmission line. Using Matlab environment the CPU time duration for performing the simulation was approximately 540 msec for the voltage part. As for future work it is interesting to simulate the impact of skin effect on multi-dimensional transmission lines. Moreover, the current focus is to expand the hyperbolic Qd-NILT into higher dimensions to have the ability solve more sophisticated systems, e.g. applications that are mathematically described by more than one variable.

ACKNOWLEDGEMENT

The research described in this paper was financially supported by the Czech Science Foundation under the grant 15–18288S; Brno University of Technology Internal Grant Agency under project no. FEKT-S-17-4707. For research equipment infrastructure of the SIX Center was used.

REFERENCES

- [1] L. Brančík, “Numerical inverse Laplace transforms for electrical engineering simulation,” in *MATLAB for Engineers—Applications in Control, Electrical Engineering, IT and Robotics*. Edited by Karel Perutka, Rijeka: InTech, pp. 51–74, 2011.
- [2] P. Gomez, L. Vergara, R. Nuricumbo–Guillen, and F. P. Espino–Cortes, “Two-dimensional definition of the numerical Laplace transform for fast computation of transient profiles along power transmission lines,” *Power Delivery, IEEE Transactions*, vol. 31, pp. 412–414, 2016.
- [3] N. Al–Zubaidi R–Smith and L. Brančík, “Convergence acceleration techniques for proposed numerical inverse Laplace transform method,” *24th Telecommunications Forum (TELFOR)*, Belgrade, pp. 1–4, IEEE, 2016.
- [4] A. M. Cohen, *Numerical Methods for Laplace Transform Inversion*, Numerical Methods and Algorithms, no.5, Springer, New York, 2007.
- [5] N. Al–Zubaidi R–Smith and L. Brančík, “Comparative Study on One–Dimensional Numerical Inverse Laplace Transform Methods for Electrical Engineering,” in *Elektrorevue – Electronic Journal*, vol. 18, no.1, pp. 1–8, 2016. Available: <http://www.elektrorevue.cz>.
- [6] L. Brančík, “Programs for fast numerical inversion of Laplace transforms in MATLAB language environment,” in *Proceedings of the 7th conference MATLAB’99*, pp. 27–39, Prague, Czech Republic, 1999.
- [7] L. J. Castañón, J. R. Zuluaga and J. L. Naredo, “Numerical Laplace inversion methods for electromagnetic transient simulations,” *North American Power Symposium (NAPS)*, Denver, CO, pp. 1–6, IEEE, 2016.
- [8] J. Valsa and L. Brančík, “Approximate Formulae For Numerical Inversion of Laplace Transforms,” in *Int. J. of Numerical Modelling: Electronic Networks, Devices and Fields*, vol. 11, no. 3, pp. 153–166, 1998.
- [9] L. Brančík and N. Al–Zubaidi R–Smith, “Two approaches to derive approximate formulae of NILT method with generalization,” *38th Int. Convention on Information and Communication Technology, Electronics and Microelectronics (MIPRO)*, Croatia, pp. 155–160, IEEE, 2015.
- [10] P. Henrici, *Quotient–difference Algorithms*, Mathematical Methods for Digital Computers, vol. 2, A. Ralston and H. S. Wilf, eds. John Wiley & Sons, New York, pp. 37–62, 1967.
- [11] C. R. Paul, *Analysis of Multiconductor Transmission Lines*. John Wiley & Sons, New York, 1994.

DIELECTRIC PROPERTIES OF NATURAL OILS FROM DIFFERENT OILSEEDS

Milan Spohner

Doctoral Degree Programme (4), FEEC BUT

E-mail: xspohn00@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Karel Liedermann

E-mail: liederm@feec.vutbr.cz

Abstract: This paper describes analysis of perspective, ecological and environmentally-friendly electrical insulating liquids for electrical engineering. In the experimental part, dielectric properties of the most common vegetable oils were analyzed and compared with frequently used non-inhibited mineral oil (TrafoN): soybean oil, sunflower oil, rapeseed oil, peanut oil and two types of olive oils (extra virgen and pomace). Dielectric properties were measured using the high-resolution Novocontrol Alpha-A Frequency Analyzer in the frequency range 1 Hz – 1 MHz in the temperature interval 243 K – 363 K.

Keywords: activation energy, biodegradability, conductivity, dielectric constant, frequency dependence, temperature dependence, insulating liquids, mineral oil, methyl oleate, natural oil, olive oil, peanut oil, rapeseed oil, soybean oil, sunflower oil.

1 INTRODUCTION

1.1 MINERAL OILS AS INSULATING LIQUIDS

Insulating oil must have to function as a liquid insulating material (minimum conductivity), functioning as a heat transfer medium and to be stable against oxidation for many years. Mineral oils are transformer oil refined from petroleum. Mineral oils are mixtures of various alkanes and as such they are unique from each supplier and may vary by electrical, chemical and physical properties. To determine the tolerance allowed values was created to technical standards for insulating liquids, etc. so that the oil producers comply with the uniform tolerance parameter oils have to satisfy [1].

Mineral oil is used as a dielectric in transformers, but also in cables and capacitors. The advantage of mineral oils in comparison with types of oils is their high resistance to aging. Transformer oil required low viscosity oils. For the correct selection oil we have to choose appropriate profile of the transformer and transformer oil with stable properties and experimentally verified rheological properties which may affect heat transfer, leakage or lack of oil in the transformer. For all types of mineral and non-mineral transformer oils, one needs to know in particular the following parameters: kinematic viscosity, density, flash point, pour point, breakdown voltage, relative permittivity, loss number and oxidative stability. The most important parameters of transformer oils include long-term stability of parameters that affects the reliability of equipment and especially the costs of operating transformers in distribution systems. At the moment, inhibited oil replace uninhibited oil previously used. All countries haven't their own mineral oil deposits. These countries include among else Brazil, Argentina, Peru, Chile, Paraguay, India, Pakistan. These countries are engaged in growing crops, which can be used for the production of natural oils. Applicable crops are: rapeseed, sunflower, flax, soybean, olive, poppy, corn and other. Natural oils are natural esters with different fatty acid composition. Fig. 1 shows fatty acids in the most of oils [1].

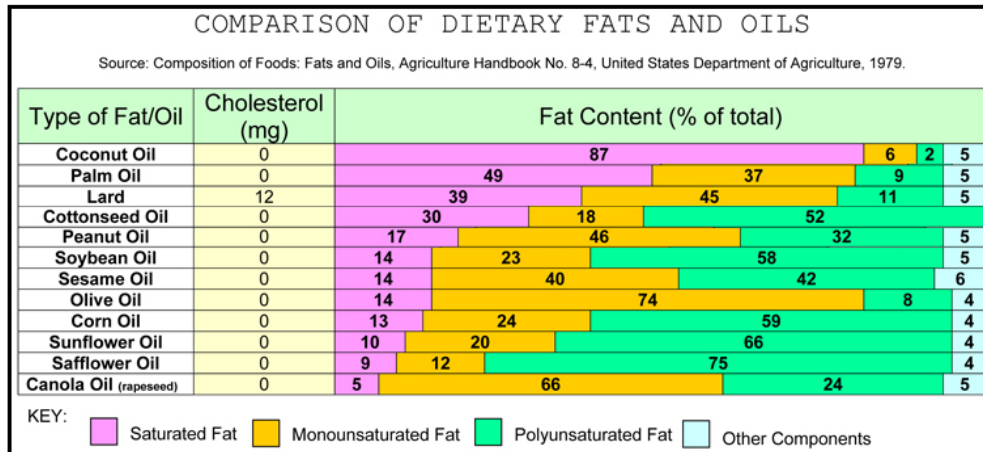


Figure 1: Comparison of Dietary Fats [2]

1.2 NATURAL OIL AND OILSEEDS

Natural esters and primarily rapeseed oil were previously considered unsuitable, especially due to low oxidative stability. Regrown and satisfactory materials for the production of natural esters are the seeds of oilseed crops grown commercially in farming. Liquids made from these seeds are composed of triglycerides. Triglyceride is a molecule of glycerol with three molecules bound to it to fatty acids (Fig. 2). Unsaturated fatty acids in the liquid exhibit lower oxidative stability and lower values of dynamic viscosity [1].

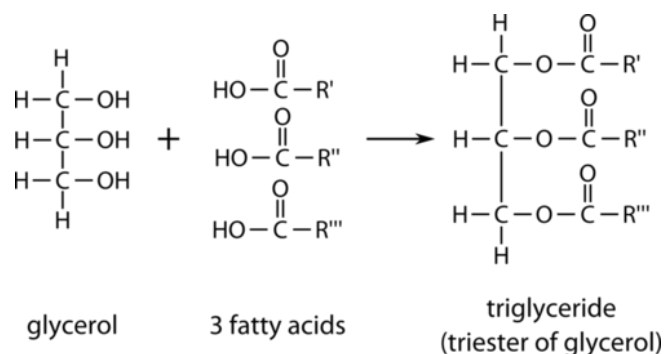


Figure 2: General triglyceride structure [3]

1.3 DIELECTRIC PROPERTIES OF LIQUID

For the correct selection of electrical insulating liquids is necessary to know these dielectric properties: dielectric constant and loss number (Fig.3 and Fig. 4). Another relevant parameter is the influence of temperature on the change of parameters. Oils are tested in laboratory conditions using various accelerated aging tests in order to monitor changes in parameters over time. The changes are mainly influenced by the oxidative stability of oil.

Oil aging process are exacerbated their insulating properties, with the associated parameters, such as relative permittivity and loss number. The values of the relative permittivity of oil defined so, that the how many times capacitance of the capacitor increases when used in place of vacuum oil. The oil aging process influences the chemical composition and decrease of values of relative permittivity. The loss number increases as the usual components are added conductivity polarization losses (oxidative aging, occurrence of humidity, etc.). For these reasons it is necessary to observe these parameters for finding a suitable analogue of natural oil behind a mineral, which is oxidatively more stable.

The conductivity of liquid insulators is influenced by concentration of free carriers of electric charge that may be due to ionization of neutral molecules, molecular dissociation own liquid, dissociation of molecules of matter, electron emission from the cathode in strong electric fields and thermal excitation of electrons. Temperature dependence of the mobility of free carriers of electric charge causes a strong dependence of conductivity on the temperature of insulating liquid. Technically pure liquids with conductivity in the order of 10^{-11} to 10^{-12} S/m [4].

2 EXPERIMENTAL PART

2.1 DIELECTRICAL PROPERTIES

For study the dielectric properties were selected samples natural oils (sunflower, peanut, two types of olive oils, corn oil) for comparison with mineral oil TrafoN (N = non-inhibited). Measurements were performed using Novocontrol Alpha-A and electrode system for liquid samples Novocontrol cell 1308. The samples of natural oil show higher values of relative permittivity compared with mineral oil. The highest values of relative permittivity (at 10 kHz) reached corn oil ($\epsilon_r = 3.86$) and sunflower oil ($\epsilon_r = 3.29$) and lowest value of relative permittivity mineral transformer oil TrafoN 2.25 (Fig. 3a). For parameter loss number (Fig. 3b) it is reversed (to 10 kHz) has a higher values mineral oil compared to mineral oil.

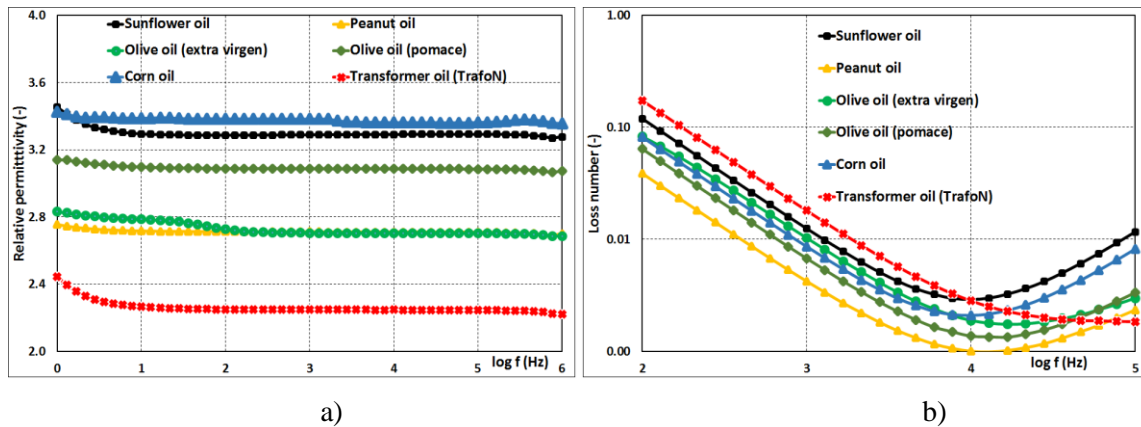


Figure 3: Frequency dependence of: a) relative permittivity of natural oils and transformer oil with temperature 283 K as parameter, b) loss number of natural oils and transformer oil with temperature 283 K as parameter

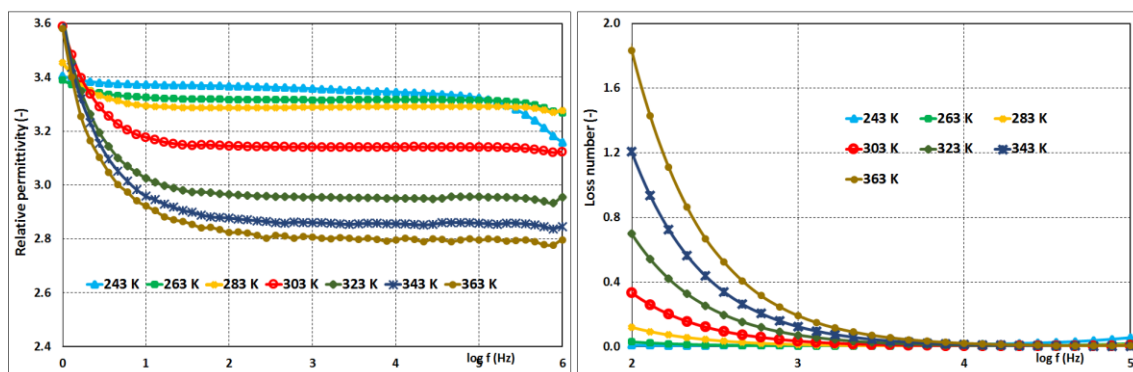


Figure 4: Frequency dependence of sunflower oil: a) relative permittivity of sunflower oil with temperature as parameter, b) loss number of sunflower oil with temperature as parameter

Fig. 4 shows changes in temperature spectrum of relative permittivity of sunflower oil (Fig. 4a) and changes in temperature spectrum of loss number of sunflower oil (Fig. 4b). The Fig. 4 shows, that

increasing temperature causing an decrease in the values of relative permittivity and increase values of loss number.

2.2 CONDUCTIVITY AND ACTIVATION ENERGY

Dielectric constant (permittivity $\epsilon_r = \epsilon'$) (1) is defined as a ratio of capacity of an empty electrode system C_0 (Novo-control BDS 1308 with silica spacers) $\rightarrow C_0 = 27.82$ pF) fully filled by air and capacity C_x when liquid is filled in the electrode system.

$$\epsilon' = \frac{C_x}{C_0} \quad (1)$$

In case dielectric losses are solely due to conductivity contribution the acquired results should be better analyzed in the framework of the conductivity formalism. Conductivity σ and dielectric loss ϵ'' are related to each other (2) as

$$\sigma = \omega \epsilon_0 \epsilon'' \quad (2)$$

where ω is angular frequency and ϵ_0 is permittivity of free space ($\epsilon_0 = 8.854 \times 10^{-12}$ F/m).

The highest conductivity is of 1 nS/m at frequency 1 kHz is shown in mineral oil (TrafoN). The second highest conductivity 0.69 nS/m had natural sunflower oil. Other samples of natural oils had these values: olive oil (extra virgin) 0.57 nS/m, corn oil 0.47 nS/m, olive oil (pomace) 0.37 nS/m and peanut oil 0.23 nS/m.

The activation energy E_A is the height of the energy barrier hampering a transition of an electron, another elementary particle, atom, molecule or segment from one local energy minimum to another. The activation energy was calculated under the assumption that the temperature dependence of conductivity satisfies Arrhenius equation (3):

$$\sigma = A e^{-\frac{E_A}{RT}} \quad (3)$$

where A is a frequency factor (S/cm), R is gas constant ($R = 8.314 \times 10^{-3}$ kJ/(mol K)) and T is temperature (K). The calculations activation energies E_A were performed in accordance with the equation (3) addition of all values except the frequency factory A and activation energy E_A , and formed a system of two equations with two unknowns (A, E_A).

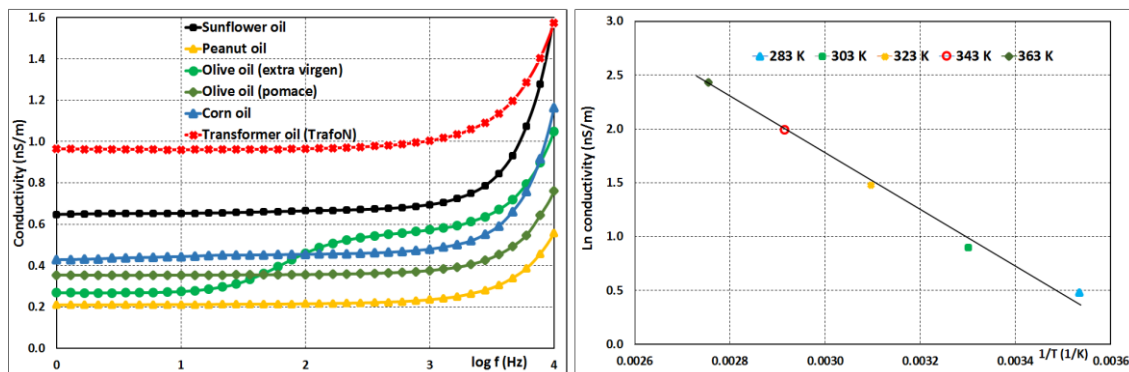


Figure 5: a) Conductivity of natural oils (sunflower, peanut, two types of olive oils, corn oil) and transformer oil with temperature $T = 283$ K as parameter, b) Ln conductivity of sunflower oil with temperature (from 283 K to 363 K) as parameter

3 DISCUSSION

Properties natural oils can vary genetically propagated species, but also growing place in the same regions on the grounds that is conducted sowing field on one every four years of higher returns. Mineral oils from the same raw material may have different composition parameters from a different manufacturer. In the Czech Republic can not growing rice and palm trees, so it is better for us

growing oilseeds such as sunflower, canola and corn. Locally grown crops reduce its cost and improve availability. At this time can also be imported from abroad coconut and palm kernel oil. These imported oil, but disagree grow ecologically (cutting down forests, threats of space for exotic and wild animals).

In Table 1 is see the comparison of the activation energy E_A calculated for different types of oils (six natural oils (+ methyl ester) versus one mineral oil): sunflower, peanut, olive oils (extra virgin), olive oils (extra virgin), corn oil, soybean oil, methyl oleate and mineral oil TrafoN. The highest value of activation energy of 31.6 MJ/kmol was calculated for natural oil – soybean oil and the lowest value 20.1 MJ/kmol for methyl oleate.

4 CONCLUSION

The size of the activation energy of insulating liquids describes a possibility starting of degradation mechanisms delivery such a large energy, which causes, that particles overcome the energy barriers. That energy which causes a transition particles to a different energy band is called activation energy. By supplying the activation energy required size will cause that particles in the oil leaves the stable state, thereby causing the formation of degradation processes oily structure.

Therefore it is necessary to examine the size of the activation energies of various oils, because the greater this energy, thus the higher the chemical stability the examined oils. The chemical resistance (oxidation stability) affects a change in dielectric parameters (relative permittivity, loss number and other). The main finding, that the highest value E_A has soybean oil and therefore is most chemically resistant oil. Worst stability of has methyl ester (methyl oleate), and therefore is least resistant to aging.

The activation energy E_A of different types of oils			
Sunflower oil	29.1 MJ/kmol	Corn oil	26.3 MJ/kmol
Peanut oil	29.8 MJ/kmol	Soybean oil	31.6 MJ/kmol
Olive oil (<i>extra virgin</i>)	27.0 MJ/kmol	Transformer oil (<i>TrafoN</i>)	30.2 MJ/kmol
Olive oil (<i>pomace</i>)	25.8 MJ/kmol	Methyl oleate (methyl ester)	20.1 MJ/kmol

Table 1: Size of the activation energy for different natural oils and mineral oil

ACKNOWLEDGEMENT

This work was supported by the Internal Grant Agency of Brno University of Technology, grant No. FEKT-S-17-4626“.

REFERENCES

- [1] McShane, C. P. , *Vegetable-oil-based dielectric coolants*, Industry Applications Magazine, IEEE, vol. 8, pp. 34-41, May-Jun 2002. Waukesha, WI, USA.
- [2] *Comparison of Dietary Fats & Oils* [online]. University of Nevada, Reno, 2010 [cit. 2017-03-15]. Dostupné z: http://www.seniorscan.org/SeniorsCAN/Comparison_Fats_Oils.html
- [3] Lipids | *CK-12 Foundation: 26.3: Lipids. Lipids* | CK-12 Foundation [online]. [cit. 2017-03-11]. Available from: <http://www.ck12.org/book/CK-12-Chemistry-Intermediate/section 26.3/>
- [4] Mentlík, V. *Dielektrické prvky a systémy*. 1. Vydání, Praha: BEN - technická literatura, 2006. 240 s. ISBN 80-7300-189-6.

TANTALUM CAPACITOR AS A MIS STRUCTURE: TRANSPORT CHARACTERISTICS TEMPERATURE DEPENDENCIES

Kuparowitz Martin, Kuparowitz Tomáš

Doctoral Degree Programme (4th year), FEEC BUT

E-mail: xkupar01@stud.fit.vutbr.cz

Supervised by: Grmela Lubomir

E-mail: grmela@feec.vutbr.cz

Abstract: Temperature dependencies of a leakage current in normal mode are explained on the basis of a model, in which the solid state tantalum capacitor is considered as a metal-insulator-semiconductor (MIS) heterostructure. The measurement was performed in temperature range from 105 to 155°C. Ohmic conductivity increases exponentially with increasing temperature with activation energy 0.94 eV. Tunneling voltage parameter and tunneling energy barrier decreases with increasing temperature, reaching values 0.45 to 0.26 eV.

Keywords: tantalum capacitor, MIS structure, I - V characteristics, tunneling energy barrier, activation energy

1. INTRODUCTION

A tantalum capacitor consists of a metallic Ta anode, insulator-Ta₂O₅ film and a semiconductor-MnO₂ cathode, which is made of carbon and dipping silver layers. The ideal metal-insulator-semiconductor (MIS) structure theory [1], to be considered in this paper, serves as a foundation for understanding the real tantalum capacitor characteristics. Current through an amorphous insulating film increases roughly exponentially with applied voltage [2].

Mechanisms, which may explain the observed characteristics, are: Ohmic electron transport, Poole-Frenkel electron transport with distributed traps, and tunneling electron transport.

Leakage current in our samples may be described as an electron transport with Ohmic, Poole-Frenkel, and tunneling components.

I - V characteristics have three components given by:

$$I = G_{\Omega}V + G_{PF}V \exp(\beta_{PF} \sqrt{V}) + G_T V^2 \exp(-V_T/V), \quad (1)$$

where G_{Ω} is Ohmic conductivity, G_{PF} is Poole-Frenkel conductivity, β_{PF} is Poole-Frenkel coefficient, G_T is tunneling transparencies or tunneling conductivity per volt in S/V, and V_T is tunneling voltage parameter.

Ohmic conductivity G_{Ω} is given by:

$$G_{\Omega} = Ae \mu n/d, \quad (2)$$

where A is the area of capacitor, e is its elementary charge, μ is electron mobility, n is electron concentration and d is insulating layers thickness.

Electron concentration is exponential function of reciprocal given by:

$$n = n_0 \exp(-E_a/kT), \quad (3)$$

where n_0 is electron concentration at temperature T_0 , E_a is activation energy and kT is electron thermal energy. Electron mobility and other quantities can be in short temperature range considered to be constants.

Then we can write that:

$$G_\Omega = G_{\Omega 0} \exp(-E_a/kT), \quad (4)$$

where

$$G_{\Omega 0} = Ae \mu_{n0} / d. \quad (5)$$

Activation energy E_a can be obtained from temperature dependence of Ohmic conductivity.

Poole-Frenkel coefficient β_{PF} is given by

$$\beta_{PF} = 2(e^3 / \pi \epsilon_0 \epsilon_r d)^{1/2} / kT, \quad (6)$$

where e is elementary charge, ϵ_0 is permittivity of vacuum, ϵ_r is Ta₂O₅ layer permittivity.

Poole-Frenkel coefficient vs. temperature for insulating layer thickness $d = 210$ nm is given by:

$$\beta_{PF} = 362.12 / T, \quad (7)$$

where T is temperature in Kelvin.

Table 1: Poole-Frenkel coefficient vs. temperature

T / °C	23	85	105	125	135	145	155
T / K	296.15	358.15	378.15	398.15	408.15	418.15	428.15
$\beta_{PF} / V^{-1/2}$	1.21	1.0	0.96	0.9	0.88	0.86	0.84

The impurity states in the forbidden energy gap

Insulating Ta₂O₅ films always contain impurities like oxygen vacancies and traps. These impurities form localized states for charge carriers in the forbidden energy gap. When the localized electronic wave functions of such impurities overlap, an electron bound to one impurity state can tunnel to an unoccupied state without involving activation into the conduction band. This tunneling process between impurity sites is referred to as impurity conduction.

Electrical transport by hopping and tunneling

The mobility of an electron moving through impurity states is small especially at low temperatures. Then, the conduction mechanism is mainly influenced by electron hopping between neighboring impurity site. This type of conduction process depends on impurity concentration and the energy depths of impurity states. The concept of hopping transport has been used for a long time in connection with ionic conduction; ions move essentially by hopping, whether through interstices or vacancies.

The leakage current is at high electric fields mainly influenced by electron tunneling through a potential barrier between Ta₂O₅ insulating layer and cathode or anode. The potential barriers can be approximated by a square or triangular shapes (see Figure 1). The triangular shape facilitates an inter-molecular electron transfer, since the barrier width at higher fields becomes effectively smaller for high energy electrons.

Tunneling current

The charge carrier transport in tantalum pentoxide thin film at high electric fields becomes mainly given by the tunneling current [3 and 4]. The barrier height depends on the work function of the cathode material and the electron affinity of the Ta₂O₅ insulating layer, as it is shown in Figure 1 for a triangular potential barrier.

In normal mode (for Ta electrode positive) the *I-V* characteristic for tunneling current is described by the relation:

$$I = G_T V^n \exp\left(-\frac{V_T}{V}\right) \quad (8)$$

where *V* is the applied voltage, *G_T* and *V_T* are the constants, and the value of exponent *n* depends on the barrier shape (for triangular barrier *n* = 2).

The tunneling parameter *V_T* can be expressed for the energy barrier *eΦ_T* and the thickness *t₀* of the insulating layer as

$$V_T = \left(\frac{8\pi\sqrt{2m^*}}{(3eh)(e\Phi_0)^{1.5}t_0} \right), \quad (9)$$

here, *m** is the electron effective mass, *h* = 6.6x10⁻³⁴ Js is the Planck constant.

Evaluating the potential barrier from *I-V* characteristic we can further determine the parameter *V_T* for the potential barrier height *Φ₀*.

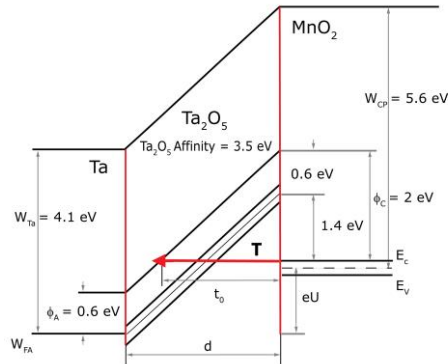


Figure 1: The triangular potential barrier model for Ta capacitor with MnO₂ cathode

2. EXPERIMENTAL

To get more information on the current transport processes, the *I-V* characteristics were measured in normal mode (Ta electrode is positive) in the temperature range from *T* = 105 to 155 °C. The fitting of experimental dependencies were performed in order to find the parameters important for the construction of the energy diagram of the MIS structure. Studied capacitors have Ta₂O₅ layer prepared by anodic oxidation. Measured sample TaS4 – 37 has oxide thickness *d* = 210 nm, AC capacitance *C* = 10 uF/25V, and rated voltage 35 V.

3. DISCUSSION

I-V characteristics of sample TaS4 - 37 measured at temperatures *T* = 105 to 155 °C are shown in Figures 2 to 5. *I-V* characteristics were measured with voltage step 0.1 V and time delay between two successive steps 20 s to have low value of polarization current component, which was removed from measured data. Analysis was performed by fitting of experimental data using equation (1). This equation contains 6 parameters. Therefore the best coincidence of fitting curve with

experimental data in all voltage ranges is difficult. For this reason we have used theoretical value of Poole-Frenkel coefficient β_{PF} to decrease the number parameters. It is due to that Poole-Frenkel current component is at rated voltage lower than tunneling one at all measured temperature ranges.

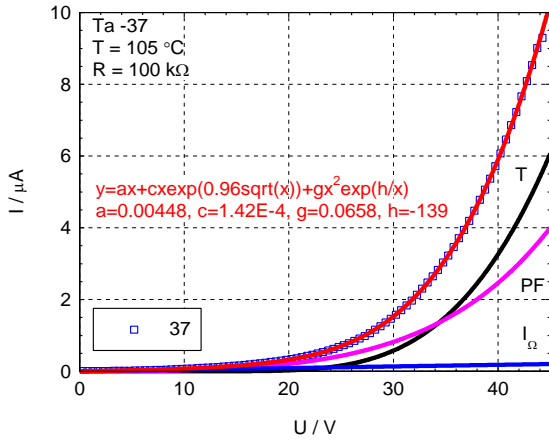


Figure 2: I - V characteristics of sample TaS4 - 37 measured at temperature $T = 105$ °C

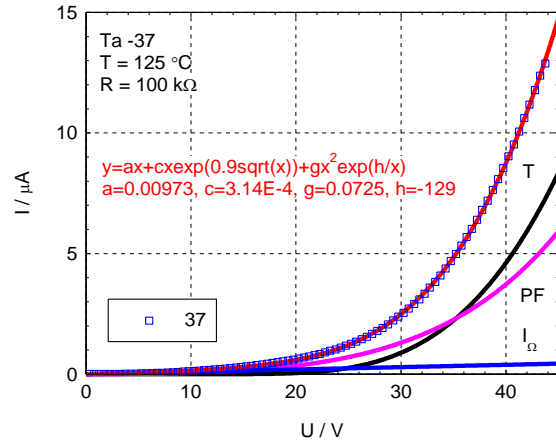


Figure 3: I - V characteristics of sample TaS4 - 37 measured at temperature $T = 125$ °C

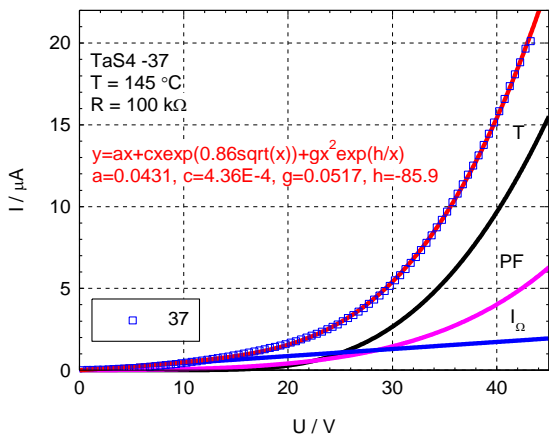


Figure 4: I - V characteristics of sample TaS4 - 37 measured at temperature $T = 145$ °C

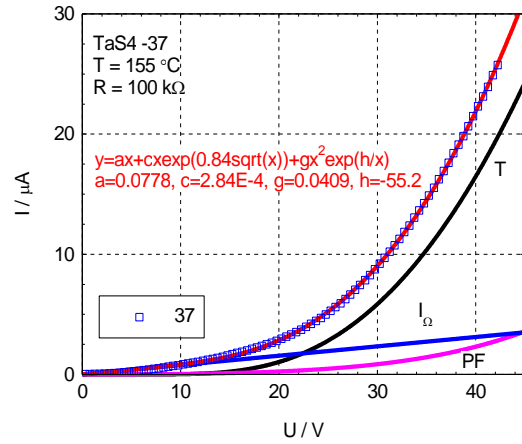


Figure 5: I - V characteristics of sample TaS4 - 37 measured at temperature $T = 155$ °C

Table 2: I - V characteristics parameters of sample TaS4-37

Temperature: $T / ^\circ\text{C}$	105	125	145	155
Absolute temperature: T / K	378.15	398.15	418.15	428.15
Ohmic conductivity: G_Ω / nS	4.48	9.73	43.1	77.8
P-F conductivity: G_{PF} / pS	142	314	436	284
P-F coefficient: $G_{PF} / \text{V}^{-0.5}$	0.96	0.9	0.86	0.84
Tunnel transparencies: $G_T / \text{nS/V}$	65.8	72.5	51.7	40.9
Tunneling voltage: V_T / V	139	129	85.9	55.2
Barrier energy: Φ_T / eV	0.45	0.41	0.35	0.26

We will give graphical evolution of Ohmic conductivity vs. reciprocal temperature (see Figure 6) and in Figure 7 tunneling barrier energy Φ_T vs. temperature.

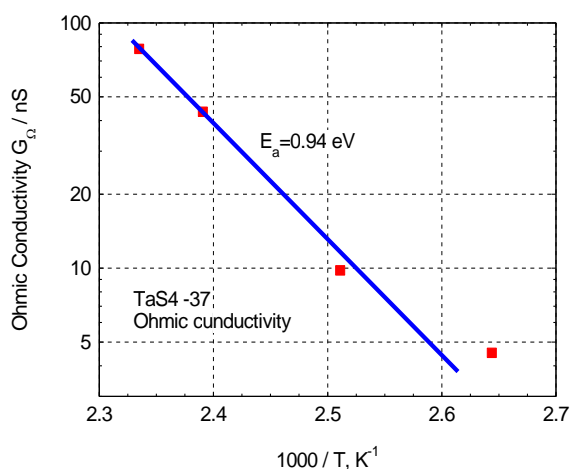


Figure 6: Activation energy of Ohmic conductivity for sample TaS4 - 37

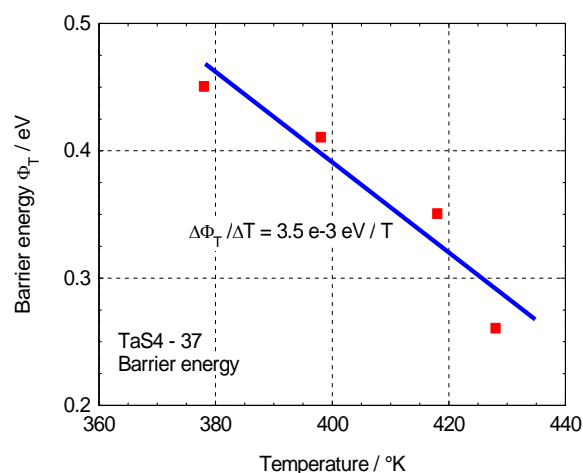


Figure 7: Tunneling barrier energy Φ_T vs. temperature for sample TaS4 - 37

4. CONCLUSION

Ohmic conductivity vs. reciprocal temperature give an activation energy $E_a = 0.94$ eV which is equal to the energy of oxygen vacancies band below conduction band of Ta₂O₅ insulating layer. This value is very near to that of other experiments (see [3 and 4]).

Tunneling voltage parameter and tunneling barrier energy decrease with increasing temperature. It means that with increasing temperature tunneling current components increases while Poole-Frenkel current component decreases.

Poole-Frenkel conductivity increases with increasing temperature. Some new effect at temperature 155 °C where Poole-Frenkel conductivity is lower than at temperature 125 °C is described. Similar effect is obtained for the tunneling barrier energy Φ_T at temperature 155 °C. It can be caused by some change in oxygen vacancies distribution. Single I - V characteristics measurement was performed during 2.5 h, then at high temperature ionic motion can affect value of current at high voltage range.

ACKNOWLEDGEMENT

This work was supported by the Internal Grant Agency of Brno University of Technology, grant No. FEKT-S-17-4626

REFERENCES

- [1] S. M. Sze, Physics of Semiconductor Devices, J. Wiley & sons, NY 1981
- [2] C. A. Mead, "Electron transport mechanisms in thin insulating films", Phys. Rev. 128, 088 (1962)
- [3] J. Sikula et al., Tantalum Capacitor as a MIS Structure; CARTS USA 2000, 102-106
- [4] T. W. Hickmott, Journ. Appl. Phys. 35 (1964) p.2679

PREPARATION OF COLD FIELD EMISSION CATHODES WITH ULTRA SHARP TIPS

Michal Jurčik

Doctoral Degree Programme (4), FEEC BUT

E-mail: xjurci03@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Lubomír Grmela

E-mail: grmela@feec.vutbr.cz

Abstract: This article deals with preparation of very sharp cold field emission cathodes made from polycrystalline tungsten wire which is widely used by other researchers and manufacturers. Common manufacturing process of electrochemical etching in NaOH solution is improved by separation of electrolyte surfaces between anode and cathode. This method prevents hydrogen bubbles, formed on cathode, to fine down the electrolyte surface near anode that cause shockwaves which affect the progress of etching. Separation of surfaces leads to sharper tips of the final cathode which is the main goal of my research.

Keywords: electrochemical etching, cold field emission cathode, tungsten, sharp tip

1 INTRODUCTION

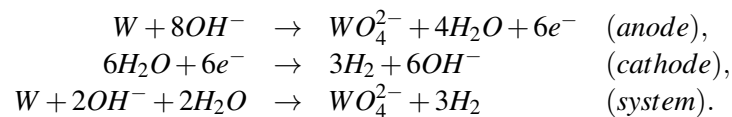
Cold field emission cathodes are widely used in electron microscopy where a small and stable source of electrons is required. Cold field emission cathodes differ from thermionic or Schottky cathodes by presence of strong electric field which modifies shape and height of the potential barrier near the cathode surface and allows electrons to secede from the metal surface. Cathodes usually work at high levels of vacuum with relative low potential applied (approximately 200 V) and do not require additional heating like Schottky or thermionic cathodes [1].

Above mentioned cathode can be obtained either from tungsten wire or any other transition metals such as Niobium, Tantalum, Hafnium or Lanthanum. Electrochemical etching is a cathode manufacturing process in which are involved electrolyte (for tungsten usually KOH or NaOH aqueous solution at specified concentration), an anode and a cathode [2]. Tungsten wire acts as an anode and as a negative electrode a chemically resistant stainless steel wire is commonly used [3]. After applying etching potential between cathode and an anode, anode metal is dissolved as cation in the electrolyte and at the same time an equal amount of cation is deposited on the surface of cathode [4]. The rate of dissolution and deposition depends on the applied electrochemical potential and concentration of the electrolyte solution and also the process of electrochemical reaction is influenced by a complex of other electrochemical effects on anode and cathode (e.g. non-uniform concentration of cations in solution, effect of impurities both in electrolyte and on the surfaces of electrodes, local inhomogeneities of electric field etc.), but dissolution and deposition are still dominant processes [5]. The main goal of electrochemical etching of cathode is to obtain sharp metal tip, which is a source of a stable emission of electron beam with its low fluctuations in an electron microscope system. When the tungsten wire dissolves to an electrolyte, it reaches the point where the bottom part of wire drops off to the solution (from which the name of the method is derived) resulting in rapid voltage drop which is indicated by a steep decrease of current flow through the electrolyte. From this reason, there is a crucial requirement for control system of etching circuit to rapidly disconnect etching potential. If not, the wire tip continues to be etched, leading to decrease of cathode sharpness [6].

Another thing which significantly affects cathode sharpness are hydrogen bubbles formed on the surface of the cathode during etching process. These bubbles are pulled towards the surface of the solution releasing shockwaves when burst which cause deformation of the tip shape and current peaks during etching. To eliminate this effect the prototype for surface isolation between cathode and anode was made and the collected results are discussed in the article.

2 EXPERIMENTAL RESULTS

Electrochemical etching is sensitive method for manufacturing cathodes from metal filament and depends on many aspects. One of these are reactions which occurs on anode and cathode during chemical process. The following formulas describe the behavior of the system:



The point of interest is the reaction on the cathode where formation of hydrogen gas occurs. As mentioned above, the hydrogen gas cause instability in current flow and also damages the etched filament. In Fig. 1 there is prototype of plastic preparation which separates the surface of electrolyte between anode and cathode thus the hydrogen has not direct impact on anode but the waves may still propagate through the solution.

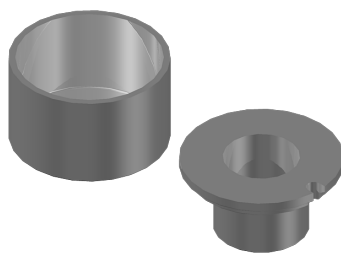


Figure 1: Etching prototype - glass beaker (50 mm x 30 mm) on the left, plastic jig (anode inside, cathode from the outside) on the right. The plastic height is approximately 27 mm which allows the solution to pass through.

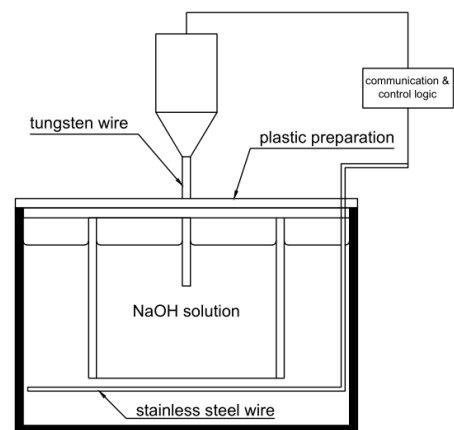


Figure 2: Improved experimental setup with plastic jig included.

The whole setup is shown in Fig. 2 includes glass beaker where plastic jig fits, coiled stainless steel wire with a diameter of 1.2 mm and 2M NaOH aqueous solution. From the previous solution, where the wire with diameter 0.8 mm was used, an additional advantage lies in the higher cathode diameter because of its larger area, where chemical reactions during etching result into formation of hydrogen. This provide smoother etching for the cost of increased rate of ascend of hydrogen bubbles to the surface of the electrolyte.

The Fig. 3, 4 and 5 show cathode tips obtained via improved etching setup in 2M NaOH aqueous solution with different immersion depths and applied potential. All tips are covered with an oxide

layer which was probably formed due to long interval between etching and placing them into electron microscope. However, the best tip radius obtained from improved etching setup was 8 nm which may be considered good enough for further reasearch.



Figure 3: 1. specimen - CN mode (charge neutralization), 70 nm tip, immersion depth 0.8 mm, applied potential 8 V.

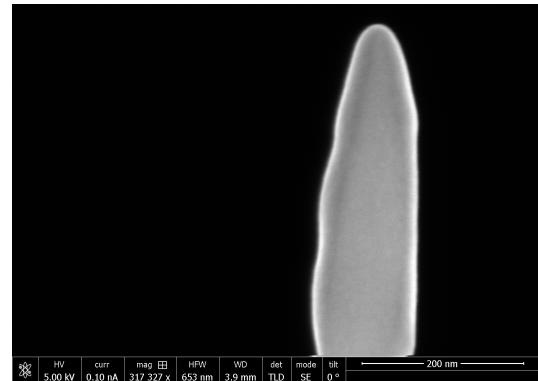


Figure 4: 2. specimen - SE mode (secondary electrons), 50 nm tip, immersion depth 0.8 mm, applied potential 7 V.

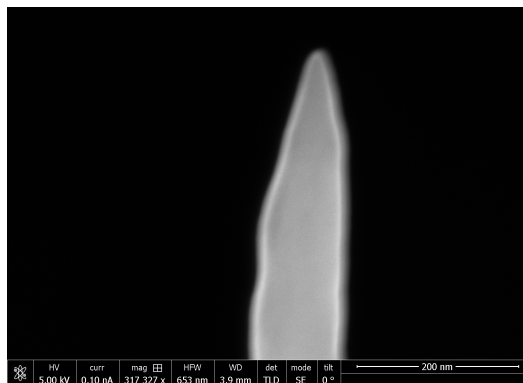


Figure 5: 3. specimen - SE mode, 8 nm tip, immersion depth 1 mm, applied potential 7 V.

During the tip preparation I have found that the amount of solution cause changes in the length and angle of the cathode tip where the angle is measured between the axis of the cathode tip and pitch.

Specimen No.	Amount of solution [ml]	Tip length [μm]	Angle [$^\circ$]
1	10	469	3
2	15	348	6
3	20	302	5
4	25	337	4

Table 1: Dependency of the length and angle of the cathode tip on the amount of solution used.

These differences are summarized in Tab. 1. For the low amount of solution the tip length is quiet long which makes it suitable for STM microscopy where the long tip with a small angle is required.

Other studied tips did not show significant differences in properties as shown in Fig. 6. The cathodes were not previously cleaned in demineralized water to prevent possible damage during manipulation.

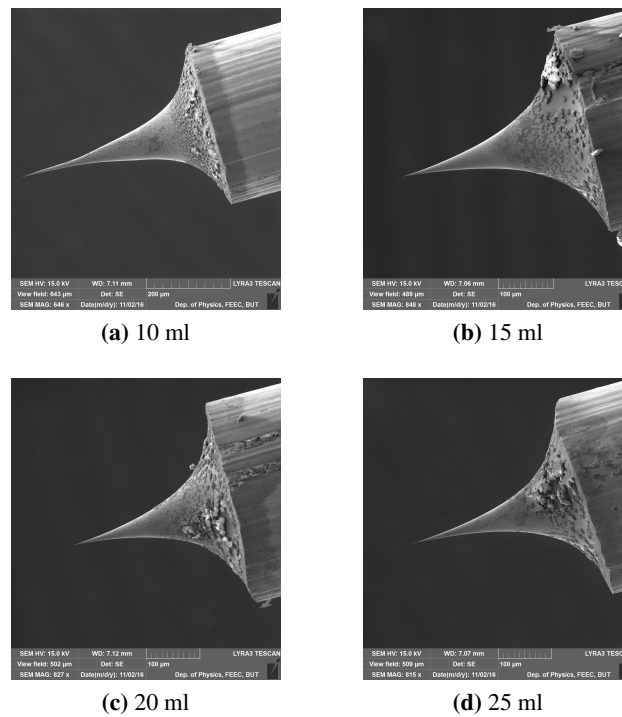


Figure 6: Cathode tips after etching in different amount of solution. The setup is same for each cathode - 2M NaOH electrolyte, 7 V potential and 1 mm immersion.

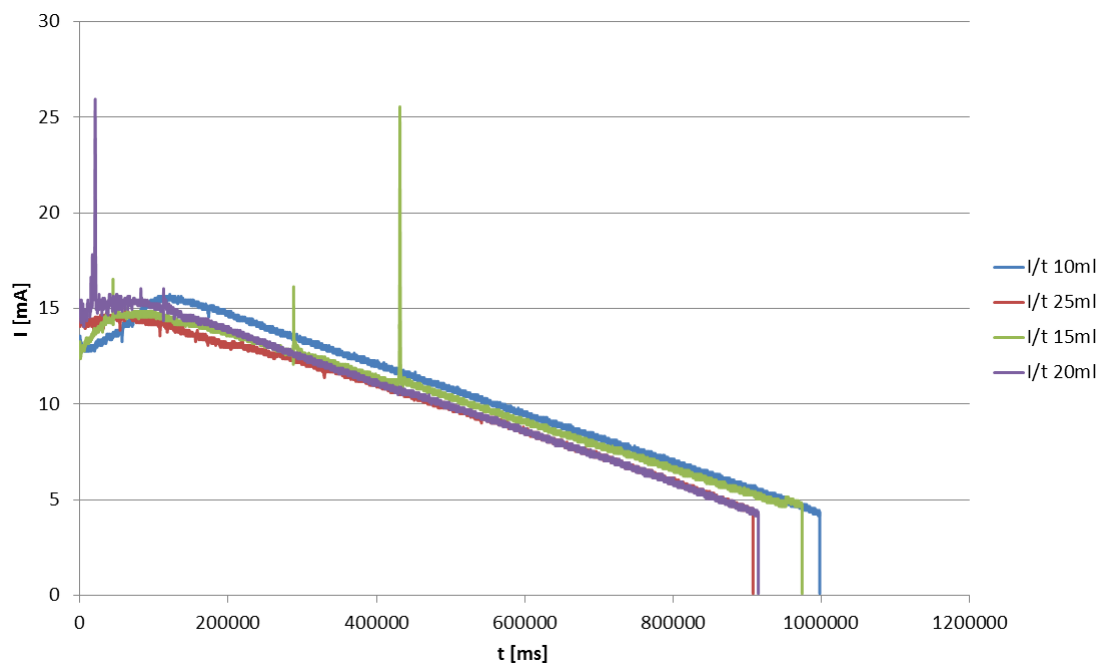


Figure 7: Dependency of etching current of prepared cathodes on process time. Current peaks may be caused by tungsten wire defects or its polycrystalline structure.

Fig. 7 demonstrates dependency of etching current on etching duration for different amount of electrolyte used (10 - 25 ml). With increasing amount of electrolyte the etching time slightly decreases as tip length decreases.

3 CONCLUSION

This article showed the electrochemical etching prototype along with upgraded glass beaker that contains plastic jig for electrolyte surface separation between anode and cathode. Experimental setup brought good results by means of reduction of tips radius to the value about 8 nm, with desirable hyperbolic shape. Using different amounts of solution also showed that the cathode tip length may vary depending on application and the etching duration slightly decreases with a higher volume of electrolyte.

ACKNOWLEDGEMENT

This work was supported by the Internal Grant Agency of Brno University of Technology, grant No. FEKT-S-17-4626.

REFERENCES

- [1] L. W. SWANSON and G. A. SCHWIND. Review of ZrO/W Schottky cathode. *Handbook of charged particle optics*. 2nd ed, edited by Jon Orloff. Boca Raton: CRC Press, 2009, xi, 665 p. [cit. 2016-02-20]. ISBN 978-1-4200-4554-3.
- [2] M. RICKART and M. BAUER: An improved tip etch procedure for reproducible sharp STM tips. AG Magnetismus, Universität Kaiserslautern, Annual report (1998), p. 53-55 [cit. 2016-02-20].
- [3] A. I. OLIVA, A. ROMERO G., J. L. PENA, E. ANGUIANO and M. AGUILAR. Electrochemical preparation of tungsten tips for a scanning tunneling microscope. *Review of Scientific Instruments* [online]. 1996, vol. 67, issue 5, p. 1917- [cit. 2015-02-02]. DOI: 10.140631.1146996. Available from URL:<<http://scitation.aip.org/content/aip/journal/rsi/67/5/10.14063/1.1146996>>.
- [4] J. LINDSAY. A pulse/pulse reverse electrolytic approach to electropolishing and through-mask electroetching. Products Finishing. *Gardner Publications Inc.* [online]. HighBeam Research. 2011 [2016-02-20]. Available from URL:<<https://www.highbeam.com>>.
- [5] O. M. BEHR and M. R. BEHR. Environmentally safe Etching. *Chem Tech* [online]. 1991, vol. 21, issue 4, p. 210-215 [cit. 2016-02-20]. Available from URL:<<http://www.electroetch.com/chemtech.htm>>.
- [6] A. J. MELMED, J. The art and science and other aspects of making sharp tips. *Fifth international conference on scanning tunneling microscopy/spectroscopy*. 1991, vol. 9, issue 2, p. 601-608 [cit. 2016-02-20].

DETECTION OF P WAVE DURING SECOND-DEGREE ATRIOVENTRICULAR BLOCK IN ECG SIGNALS

Lucie Maršánová, Andrea Němcová* and Radovan Smíšek

Doctoral Degree Programme (2), *Doctoral Degree Programme (3), FEEC BUT
E-mail: xmarsa08@stud.feec.vutbr.cz, xnemco01@stud.feec.vutbr.cz, xsmise00@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Martin Vitek and Jana Kolářová

E-mail: vitek@feec.vutbr.cz, kolarova@feec.vutbr.cz

Abstract: Automatic detection of P wave during the second-degree AV block is the main condition for automatic detection of this pathology. This work deals with developing of the algorithm for P wave detection. The algorithm is appropriate for ECG signals with AV block as well as signals with other rhythm types (it does not produce false positive P wave detections). For P wave detection, the phasor transform is applied and several innovative rules are created. These rules are based on knowledge of heart manifestation during both physiological and pathological heart function. The proposed algorithm consists of four parts – filtration, QRS complex detection, application of rules, and P wave detection. The accuracy of the P wave detection algorithm is 99.74 % for signals with AV block, and 99.82 % for signals without any pathologies.

Keywords: ECG, second-degree AV block, P wave detection, phasor transform

1. INTRODUCTION

Atrioventricular (AV) block is a type of cardiac rhythm disorder. It is caused by disorder in conduction between atria and ventricles (AV junction). The contractions of atria and ventricles are not coordinated and it can cause various health problems. AV block manifests in electrocardiogram (ECG) as a P wave, which is not followed by QRS complex. For automatic identification of this pathology, all P waves should be correctly detected using automatic algorithm [1]. Commonly used algorithms for P wave detection fail on the ECG signals with AV block [2]. Majority of P wave detection algorithms search for the P wave before QRS complex, which is true for physiological ECG. Also the testing of these algorithms is problematic, because freely available standard databases do not include many signals with AV block. Even if they include some signals, these signals are not usually correctly annotated. Many algorithms do not count with this pathology (AV block). Majority of P wave detection algorithms reach good accuracy, unfortunately they are tested only on signals with normal rhythm. Algorithms described in [2] and [3] reached the accuracy of 99.70 % and 99.76 %, respectively, but they were tested on signals with mainly normal rhythm – QT Database (QTDB) [4]. If these algorithms were tested on signal no. 231 from MIT-BIH Arrhythmia Database (MITADB) with second-degree AV block, the accuracy of P wave detection was only 84.08 % and 66.40 %, in [2] and [3] respectively. The MITADB does not include publicly available annotations of P wave. The authors of [2] provided their own annotations as well as we did.

2. METHODS

For P wave detection, the phasor transform (PT) is used together with several innovative rules. These rules are based on knowledge of heart manifestation during both normal and pathological heart functions. The proposed algorithm consists of four parts – filtration, QRS complex and T wave detection, application of rules, and P wave detection. The overall process is shown in Figure 1. Each block is described in the next subchapters in detail.

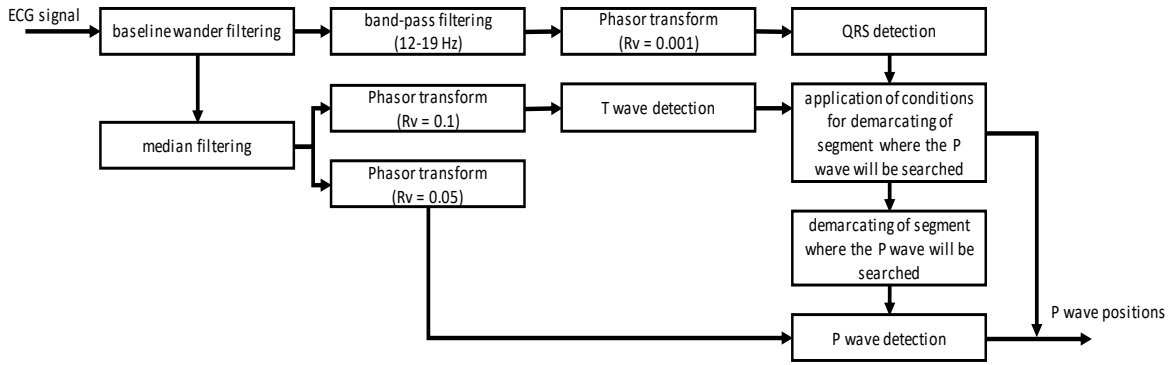


Figure 1: Block diagram of P wave detection using phasor transform.

2.1. PREPROCESSING

ECG signal is firstly filtered using the spectral lines resetting with cutoff frequency of 0.67 Hz to eliminate baseline wander and DC component. For QRS detection, signal is filtered by band-pass filter with cutoff frequencies of 12 Hz and 19 Hz for suppressing P and T wave. For P and T wave detection, the ECG signal is smoothed by nonlinear median filter. The length of the median filter window was set to 40 ms for two reasons: a) to smooth the signal properly, b) to avoid suppression of P wave (its duration is usually 100 ms). This setting proved the best results.

2.2. PHASOR TRANSFORM

PT transforms each sample of the signal into a complex number preserving the signal information. Transformation of each ECG sample into a phasor signal enhances changes of the waves in the ECG signal. Thus, considering instantaneous phase variation in consecutive samples of the transformed ECG, the slight variations provoked by P waves and T waves in the original signal are maximized. It can be observed in Figure 2. Therefore, PT makes their detection and delineation noticeably easier [5]. For detection of ECG waves, the PT was firstly used in [5].

Phasor transform is defined as

$$y(n) = R_V + jx(n), \quad (1)$$

where $y(n)$ is the complex signal, R_V is a constant value and $x(n)$ is the original signal. The magnitude $M(n)$ is computed as

$$M(n) = \sqrt{R_V^2 + x(n)^2} \quad (2)$$

and phase (phasor signal) $\varphi(n)$ is computed as

$$\varphi(n) = \tan^{-1} \left(\frac{x(n)}{R_V} \right). \quad (3)$$

The degree with which ECG waves are enhanced in phasor signal is determined by the value of R_V . The value of R_V is always within the interval $\langle 0, 1 \rangle$. In case of $R_V = 1$, the phasor signal is the same as the original signal. The only difference is normalization of phasor signal to the interval $\langle 0, \frac{\pi}{2} \rangle$. If $R_V = 0$, the phasor signal contains only two values: 0 and $\frac{\pi}{2}$. A constant value of R_V is considered as a real part of transformation, whereas the imaginary component of the transformation is the original value of the ECG sample. In this work, the values of R_V were determined heuristically. The example of phasor signal $\varphi(n)$ of ECG signal is shown in Figure 2.

2.3. QRS DETECTION

In case of QRS detection, phasor transform of ECG signal with $R_V = 0.001$ is performed. In such preprocessed signal $\varphi(n)$, we search for maxima in sliding window of 300 ms size. The next step is

to check, whether the found maxima are higher than the adaptive threshold. The value of the adaptive threshold is derived from the standard deviation of phasor signal calculated in moving window of 2 s size. Threshold is established as a double of standard deviation in a given window. The positions of such maxima are considered as positions of QRS complexes (R waves).

Finally, it is checked, whether the interval between two subsequent QRS complexes (RR interval) is not $1.75\times$ (or more) longer than the previous one. If it is longer, backward searching is performed. In this case, it is searched for the maximum in the given segment in the magnitude signal $M(n)$. A new threshold is established as $0.3\times$ amplitude of previously detected R wave and the position of maximum is considered as the position of QRS complex.

2.4. T WAVE DETECTION

QRS complex as a reference is used for T wave detection. The area after actual QRS complex $R(i)$ is selected as $R(i)+0.16\times RR(i+1)$ to $R(i)+0.57\times RR(i+1)$. In the next step, phasor transform with $R_V = 0.1$ is applied only for this segment. The maximum of phase variation in demarcated segment is considered as a position of T wave.

2.5. P WAVE DETECTION

For P wave detection, the QRS complex as a reference is used. The area before QRS complex is demarcated in median filtered signal (as mentioned in chapter 2.1.) with respect to the length of $RR(i)$. The area for searching P wave is demarcated from $R(i)-0.7\times RR(i)$ to $R(i)-0.07\times RR(i)$ before actual R wave. PT with $R_V = 0.05$ is performed only for this segment. The example of PT output of ECG signal for detection of P wave is shown in Figure 2. The P waves (which are not visible in the original signal) are in phasor signal significantly enhanced and therefore easier detectable.

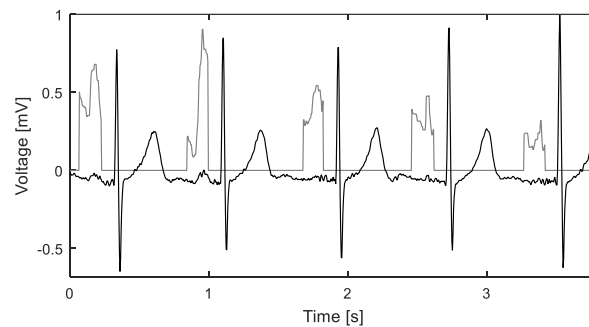


Figure 2: The example of phasor signal (grey curve). It was computed only from the relevant segment (from $R(i)-0.7\times RR(i)$ to $R(i)-0.07\times RR(i)$) of the original ECG signal (black curve).

In demarcated P wave segment in phasor signal, the maximum is found and this is considered as a potential P wave. Thereafter it is verified, whether the position of currently detected P wave is located after the position of T wave from previous heartbeat. If this criterion is not met it means, that instead of P wave, the T wave from the previous heartbeat was detected. The P wave is probably not present in actual heartbeat or it is hidden in previous T wave. In this case, the position of such P wave is deleted.

The second criterion is that the current heartbeat is not premature ventricular contraction. The validation of this criterion is performed by calculating the area under the curve (AUC) of QRS complex. The onset and offset of QRS complex is set 60 ms before and after the detected R wave, respectively. If the AUC of the current QRS complex is at least $1.2\times$ larger than the average AUC of all previous QRS complexes, the heartbeat is considered as the premature ventricular contraction. In this case, the P wave of current heartbeat (if it is detected) is deleted.

The third criterion checks, whether the current $RR(i)$ interval is not $1.6\times$ (or more) longer than the previous one. If it is longer, the dissociated P wave is searched. The P wave is then searched in segment that begins 200 ms after previous T wave and ends 200 ms before currently detected P wave.

In this segment, PT is applied with the same conditions as in the case of searching normal P wave (before QRS). The maximum detected in this segment is considered as a potential P wave. Situation, when the current $RR(i)$ is at least $1.6\times$ longer than the previous one can arise as well in case, when the supraventricular extrasystole appears in the signal. In this case, it is important to avoid searching for the dissociated P wave, because it is not present. Therefore, the parameter $RR(i-1) + RR(i)$ (the sum of the previous and current RR interval) is calculated. It is checked, whether the value of the parameter lies within the interval $\langle 1.8\times RR(i-2), 2.2\times RR(i-2)\rangle$. If it does, we suppose that the current $RR(i)$ interval is prolonged due to the presence of supraventricular extrasystole and thus, the dissociated P wave is not searched. Finally, the last condition is applied. The voltage of the P wave must be higher than the value computed as $0.1\times$ voltage of actual R wave. To precise the position of P wave peak, the maximum is searched in the original signal 20 ms before and after the maximum detected in the phasor signal.

3. RESULTS

3.1. DETECTION OF P WAVE DURING THE SECOND-DEGREE AV BLOCK

Proposed algorithm for P wave detection was tested on the whole signal no. 231 from the MITADB, which contains the second-degree AV block. The authors of [2] used the same signal for testing their P wave detection algorithm. The MITADB does not contain annotations of P wave. The authors of [2] provided their own annotations as well as we did. Nevertheless, they used only a part of the signal for testing purposes and they did not specify which one (the only available information is that testing was done on 838 P waves). Therefore it is not possible to test all P wave detection algorithms on the same data. They reached accuracy $Acc = 84.08\%$ (sensitivity $Se = 72.79\%$ and positive predictivity $PP = 99.51\%$) as is shown in Table I. In this article, very popular algorithm for ECG component detection (ecgpuwave [3]) was tested on the same signal with $Acc = 66.40\%$ ($Se = 49.76\%$ and $PP = 99.76\%$).

Method	Acc [%]	Se [%]	PP [%]
This work	99.84	99.94	99.74
Ecgpuwave [3]	66.40	49.76	99.76
PP rhythm tracking [2]	84.08	72.79	99.51
PT [6]	88.52	78.06	98.98

Table 1: Performance of the P wave detection.

The proposed method was also compared with our previously published algorithm [6]. This algorithm was tested on the whole signal no. 231 with $Acc = 88.52\%$ ($Se = 78.06\%$ and $PP = 98.98\%$). This result is better than the results of authors mentioned above. The algorithm achieved higher accuracy and it was tested on the whole signal (not just on any part). It is worth noting, that the signal includes segments which are not considered as AV block.

Although the proposed algorithm was tested on the whole signal no. 231, the achieved results are

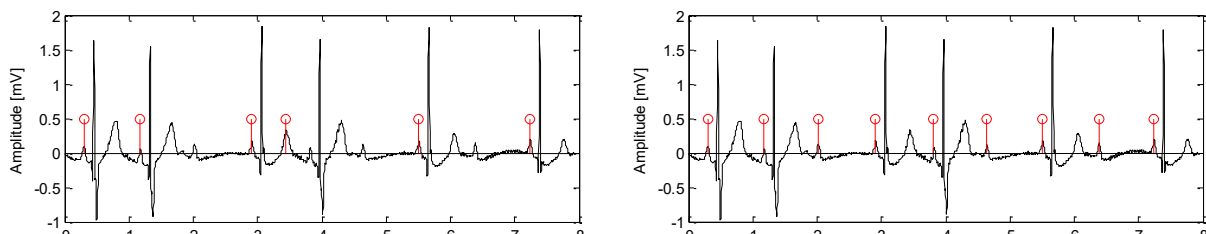


Figure 3: The results of P wave detection using algorithm [4] (left) and proposed algorithm (right).

$Acc = 99.84\%$ ($Se = 99.94\%$ and $PP = 99.74\%$). Only 6 out of 1,994 P waves were detected incorrectly. It means, that even if these mistakes were present in the segment of the signal used for testing by authors of [2] (838 heartbeats), the accuracy of our algorithm would be 98.66% . This

result is still much better, than the result achieved in [2]. The examples of results of the proposed algorithm and algorithm [6] are shown in Figure 3.

3.2. DETECTION OF P WAVE DURING PHYSIOLOGICAL RHYTHM

For validation that the proposed algorithm is functional also for signals with physiological rhythm, it was tested on the freely available standard QTDB [4] (it contains around 3,600 beats). The results are summarized in Table 2. The results of P wave detection using the proposed algorithm are better than the results presented in other works. These results confirmed, that the proposed algorithm can be used for detection of P waves in signals with second-degree AV block as well as signals with physiological rhythm. The algorithm does not produce false positive P wave detections.

Method	Acc [%]	Se [%]	PP [%]
This work	99.85	99.88	99.82
PT [2]	99.52	99.28	99.75
Wavelet transform [1]	95.01	98.87	91.03

Table 2: The results of P wave detection in QTDB.

4. CONCLUSION

In the article, highly effective algorithm for P wave detection is proposed. The algorithm can detect P wave in normal ECG signals (tested on QTDB) as well as in signals including second-degree AV block. The algorithm is based on PT and use of newly introduced rules, which comes from knowledge about heart manifestation. These rules enable to find P wave in the right location. The results of P wave detection using proposed algorithms outperform the results of other authors for both pathological and physiological signals. Using QTDB for testing, the accuracy of detection is 99.85 % (Se = 99.88 % and PP = 99.82 %). Testing the algorithm on signal no. 231 (with second-degree AV block) from MITADB, the accuracy of P wave detection is 99.84 % (Se = 99.94 % and PP = 99.74 %). This algorithm is appropriate for automatic detection of second-degree AV block, which is conditioned by correct detection of P wave.

ACKNOWLEDGEMENT

This project was supported by grant project FEKT/FIT-J-17-4479.

REFERENCES

- [1] KUSUMOTO, B. F. ECG interpretation: from pathophysiology to clinical application. 1st ed. New York: Springer, 2009, 107 p. ISBN 978-038-7888-798.
- [2] PORTET, F. P wave detector with PP rhythm tracking: evaluation in different arrhythmia contexts. *Physiological Measurement* [online]. 2008, **29**(1), 141-155. DOI: 10.1088/0967-3334/29/1/010.
- [3] MARTÍNEZ, J. P., R. ALMEIDA, S. OLMOS, et al. A Wavelet-Based ECG Delineator: Evaluation on Standard Databases. 2004, **51**(4), 570–581.
- [4] LAGUNA, P., R. G. MARK, A. GOLDBERG a G. B. MOODY. A database for evaluation of algorithms for measurement of QT and other waveform intervals in the ECG. In: *Computers in Cardiology 1997* [online]. IEEE, 1997, pp. 673-676. DOI: 10.1109/CIC.1997.648140.
- [5] MARTÍNEZ, A., R. ALCARAZ a J. J. RIETA. Application of the phasor transform for automatic delineation of single-lead ECG fiducial points. *Physiological Measurement* [online]. 2010, **31**(11), 1467-1485. DOI: 10.1088/0967-3334/31/11/005.
- [6] MARŠÁNOVÁ, L. Detection of P, QRS and T Components of ECG Using Phasor Transform. In *Sborník příspěvků studentské konference Blansko 2016*. Brno: Brno University of Technology, 2016, 55-58. ISBN: 978-80-214-5389- 0.

POWERS OF CERTAIN AUTOMATON AND CREATED APPROXIMATION SPACE

David Staněk

Doctoral Degree Programme (2), FEEC BUT

E-mail: xstane41@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Jan Chvalina

E-mail: chvalina@feec.vutbr.cz

Abstract: This paper focuses on the n -th power of a special case of an automaton \mathbb{A} formed by homogeneous product of mentioned automaton \mathbb{A} . Moreover, the number of isomorphic embeddings of \mathbb{A} into \mathbb{A}^n based on the number of components of \mathbb{A}^n is discussed.

Keywords: Approximation space, automata, homogeneous product, information system, set approximation.

1 INTRODUCTION

There are several known ways of defining products of automata on the Cartesian product of the state sets of two given automata in [4]. In this paper a homogeneous product of automata is discussed and demonstrated on a special case of an automaton \mathbb{A} with finite state set followed by examples of automata \mathbb{A}^2 and \mathbb{A}^3 .

Further, we answer questions concerning all possible isomorphic embeddings of a special automaton \mathbb{A} into its powers \mathbb{A}^n .

Finally, examples of rough sets on the state spaces of automaton \mathbb{A}^3 , with respect to the ρ related sets, are included.

2 USED CONCEPTS

For understanding of the following text it is crucial to know or recall some basic concepts of automata theory and rough set theory.

Definition 1. An ordered pair (M, \circ) is called *groupoid* with a non-empty set M and a binary operation $\circ : M \times M \rightarrow M$.

Definition 2. By a quasi-automaton \mathbb{A} (or automaton without output) we mean an ordered triad $\mathbb{A} = (S, M, \delta)$, where sets S and M are state set and input alphabet in the given order. Moreover, $\delta : S \times M \rightarrow S$ is the transition function (or next state function) satisfying conditions:

- $\delta(s, e) = s$ - neutral element axiom;
- $\delta(\delta(s, m), n) = \delta(s, m \cdot n)$ - mixed associativity axiom

for all $s \in S$ and $m, n \in M$.

Remark: The concept of a quasi-automaton is in agreement with [1, 5].

Definition 3. An ordered triad $\mathbb{B} = (T, M, \delta')$, where $T \subset S$ and δ' is restriction of δ to $T \times M$, is a *subautomaton* of \mathbb{A} , written as $\mathbb{B} \ll \mathbb{A}$, if and only if $\delta'(t, m) \in T, \forall t \in T, \forall m \in M$.

Definition 4. Let $\mathbb{A} = (S, M, \delta)$ and $\mathbb{B} = (T, M, \sigma)$ be two automata with same input set M and different state sets S, T (in general). Then the *homogeneous product* $\mathbb{A} \times \mathbb{B}$ is the automaton $(S \times T, M, \delta \times \sigma)$ with

$$(\delta \times \sigma)([s, t], m) = (\delta[s, m], \sigma[t, m]); s \in S, t \in T, m \in M.$$

Definition 5. Let $\mathbb{A} = (A, M, \delta)$ and $\mathbb{B} = (B, M, \sigma)$ be two automata with the same input alphabet M . Then we say that $\varphi : A \rightarrow B$ is a *homomorphism* of \mathbb{A} into \mathbb{B} if for arbitrary $a \in A$ and $m \in M$

$$\varphi(\delta(a, m)) = \sigma(\varphi(a), m)$$

holds. If φ is *one-to-one* mapping, then φ is an *isomorphism*, and the automata \mathbb{A} and \mathbb{B} are said to be *isomorphic*.

The following definition is taken from [6].

Definition 6. By *information system* we mean a pair $\mathcal{S} = (O, AT)$, where O is non-empty finite set of objects and AT is non-empty finite set of attributes, such that $a : O \rightarrow V_a$ for any $a \in AT$, where V_a is called the *value set* of a .

Definition 7. Let U be a non-empty set - called an *universal set* - and Θ be an equivalence relation on U . The ordered pair (U, Θ) is called the *approximation space*. For $x \in X$ a symbol $[x]_{\Theta}$ denotes a block (class) of the equivalence Θ containing the element x , i.e. $[x]_{\Theta} = \{y \in X; [x, y] \in \Theta\}$. Denote:

- $\underline{\text{Ap}}(X) = \{x \in U; [x]_{\Theta} \subset X\}$ - the lower approximation of X ;
- $\overline{\text{Ap}}(X) = \{x \in U; [x]_{\Theta} \cap X \neq \emptyset\}$ the upper approximation of X .

Definition 8. Now we define a mapping $\text{Apr} : \mathcal{P}(U) \rightarrow \mathcal{P}(U) \times \mathcal{P}(U)$ by the rule: For $X \in \mathcal{P}(U)$ we put $\text{Apr}(X) = (\underline{\text{Ap}}(X), \overline{\text{Ap}}(X))$, and the pair $(\underline{\text{Ap}}(X), \overline{\text{Ap}}(X))$ is called a *rough set* in (U, Θ) if there exists $X \in \mathcal{P}(U)$ with the property $(A, B) = \text{Apr}(X)$. The notation $\mathcal{P}(U)$ denotes the power set of U . (In some papers the name *rough set* is given to the upper approximation $\overline{\text{Ap}}(X)$ only.)

The **Definition 7** and **Definition 8** are based on [2, 3, 7, 8, 10].

It is possible to define set approximations using *information systems* as in [6].

Definition 9. Let $X \subseteq O$ and $A \subseteq AT$. $\underline{\text{Ap}}(X)$ is a *lower approximation* of X if and only if

$$\underline{\text{Ap}}(X) = \{x \in O | S_A(x) \subseteq X\} = \{x \in X | S_A(x) \subseteq X\}.$$

$\overline{\text{Ap}}(X)$ is *upper approximation* of X if and only if

$$\overline{\text{Ap}}(X) = \{x \in O | S_A(x) \cap X \neq \emptyset\} = \cup \{S_A(x) | x \in X\}.$$

Here $S_A(x)$ stands for maximal set of objects which are possibly indiscernible by A with x .

Remark: According to the paper [9] we define upper closure in this way.

Definition 10. The *upper closure* u_{δ}^+ of the set $Q \in \mathcal{P}(S)$ we define in the following way

$$u_{\delta}^+(Q) = \{\delta(q, m) | q \in Q; m \in M\}.$$

Definition 11. Let us define a binary relation on $\mathcal{P}(S)$, where S is non-empty set, such that two sets $R, T \in \mathcal{P}(S)$ are in relation ρ if and only if $u_{\delta}^+(R) = u_{\delta}^+(T)$.

It is easy to see that the relation ρ , taken from [9], is equivalence relation on $\mathcal{P}(S)$ since it is reflexive, symmetric and transitive.

Definition 12. By *orbital structure* we mean the oriented graph where states of an automaton are nodes and arrows are defined using the transition function, i.e. $s \rightarrow t$ means that for a suitable input symbol a we have $\delta(s, a) = t$.

3 HOMOGENEOUS SQUARE POWER OF A SPECIAL AUTOMATON

Let us consider the following example.

Example 1 Let (M, \circ) be groupoid with state set $M = \{0, 1, 2\}$ and the binary operation \circ defined as follows:

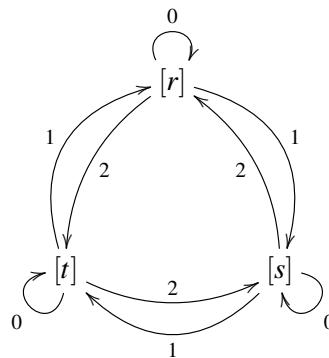
$$x \circ y = x + y \pmod{3}$$

for all $x, y \in M$. Since commutativity and associativity of (M, \circ) are obvious, the algebra is a commutative semigroup, moreover, it has a neutral element 0. Hence algebra (M, \circ) is a commutative monoid.

Now consider the set $S = \{r, s, t\}$ and a function $\sigma : S \times M \rightarrow S$ defined this way:

$$\begin{aligned} \sigma(r, 0) &= \sigma(t, 1) = \sigma(s, 2) = r; \\ \sigma(r, 1) &= \sigma(t, 2) = \sigma(s, 0) = s; \\ \sigma(r, 2) &= \sigma(t, 0) = \sigma(s, 1) = t. \end{aligned}$$

One can see, that the condition of neutral element axiom holds and the mixed associativity axiom condition is fulfilled by associativity of addition of residual classes. Then the triad $\mathbb{A} = (S, M, \sigma)$ is a quasi-automaton with the state set S , the input alphabet M and the transition function σ . An orbital structure of the automaton \mathbb{A} is

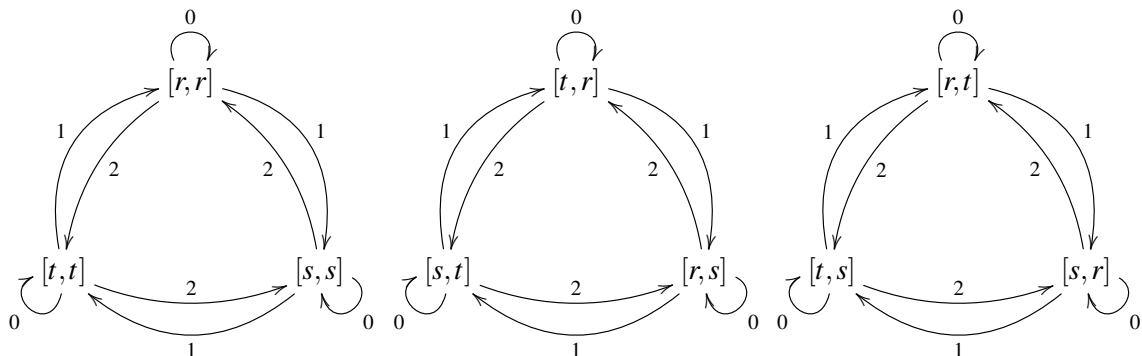


Here notations $[r], [t], [s]$ stand for state r, t, s respectively.

Construction. Now we construct homogeneous product $\mathbb{A} \times \mathbb{A}$ with respect to the **Definition 4**. For $\mathbb{A} \times \mathbb{A}$ we obtain $(S \times S, M, \sigma \times \sigma)$ with

$$\delta([s_1, s_2], m) = (\sigma[s_1, m], \sigma[s_2, m])$$

Then the corresponding orbital structure of $\mathbb{A}^2 = \mathbb{A} \times \mathbb{A}$ is



With respect to orbital structures of previous automata a natural question arises. As it is obviously possible to find isomorphic embedding φ of the automaton \mathbb{A} into its square power \mathbb{A}^2 , how many

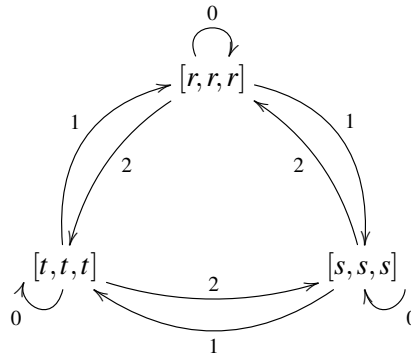
such mappings exist? The answer is simple, as the orbital structure of \mathbb{A} is identical to any of \mathbb{A}^2 components, then quantity of such mappings is equal to permutation of three-element set. Moreover, automaton \mathbb{A}^2 has three different components, hence, the final result is multiplied by three, i.e. there exist 18 different mappings of automaton \mathbb{A} into automaton \mathbb{A}^2 .

Another question may be how many isomorphic embeddings φ exist for $\varphi : \mathbb{A} \rightarrow \mathbb{A}^n$, where $n \in \mathbb{N}$. It does not take too much time to realize that the answer depends on the total amount of components of \mathbb{A}^n . We may assume that each component of \mathbb{A}^n consists of three elements $[s_1, s_2, \dots, s_n] \in \mathbb{A}^n$ because any part s_i of $[s_1, s_2, \dots, s_n]$ is a cycle around three states of original automaton \mathbb{A} . It implies that an arbitrary component of \mathbb{A} is isomorphic to the component of \mathbb{A} .

Then the amount of components of \mathbb{A}^n is the number of all states of \mathbb{A}^n divided by three due to the three existing element components. After these considerations it is not hard to find out that the number of states of \mathbb{A}^n equals to 3^n , and number of all components equals to 3^{n-1} .

The above mentioned considerations of the number of isomorphic embeddings $\varphi : \mathbb{A} \rightarrow \mathbb{A}^2$ holds, i.e. we are able to map \mathbb{A} into any component of \mathbb{A}^2 in six ways (permutations of a three-element set). Then finally the number of all possible isomorphic embeddings $\varphi \mathbb{A} \rightarrow \mathbb{A}^2$ equal $3! \cdot 3^{2-1} = 2 \cdot 3^2$.

The orbital structure of $\mathbb{A}^3 = \mathbb{A} \times \mathbb{A} \times \mathbb{A}$ consists of 27 elements (states) divided into nine components, each made of three elements. In order to save space only one of these components is shown in this contribution.



Other components creating triads of elements $[s_1, s_2, s_3] \in S \times S \times S$ are:

$$\{[r, r, s], [s, s, t], [t, t, r]\}, \{[r, r, t], [s, s, r], [t, t, s]\}, \{[r, s, r], [s, t, s], [t, r, t]\}, \{[r, t, r], [s, r, s], [t, s, t]\}, \\ \{[s, r, r], [t, s, s], [r, t, t]\}, \{[t, r, r], [r, s, s], [s, t, t]\}, \{[r, s, t], [s, t, r], [t, r, s]\}, \{[r, t, s], [s, r, t], [t, s, r]\}.$$

According to a **Theorem** in [9] we have:

Theorem. Let $\mathbb{A} = (S, M, \delta)$ be a quasi-automaton. For any pair $a, b \subset S$ we have:

$A \rho B$ if and only if either $A = B$ or for any state $s \in A \Delta B$ there exists a state $t \in A \cap B$ such that $\delta(t, m) = s$ for suitable element $m \in M$.

With respect to the definition of relation ρ one can see that the above mentioned equivalence relation builds natural blocks of equivalence on state sets of automata \mathbb{A}^n , here $n \in \mathbb{N}$, identical to their components.

4 EXAMPLE OF ROUGH SETS ON THE STATE SPACE OF THE AUTOMATON \mathbb{A}^3

Example 2 Let the state set $(S \times S \times S)$ of the automaton \mathbb{A}^3 be a universal set and the relation ρ be the equivalence relation on the set $(S \times S \times S)$. Then the ordered pair $((S \times S \times S), \rho)$ is an approximation space and for the lower approximation of the set $\{[r, r, r]\} \in \mathcal{P}(S \times S \times S)$ we have $\underline{Ap}(\{[r, r, r]\}) = \emptyset$. This is due to the fact that there does not exist any block of equivalence $[[r, r, r]]_\rho$ of

approximation space $(S \times S \times S)$ fully included in $\{[r, r, r]\}$.

For $W = \{[r, r, s], [s, s, t], [t, t, r], [s, s, s]\} \in \mathcal{P}(S \times S)$ the lower approximation is non-empty. Since the block of equivalence $[[r, r, s]]_{\rho}$ is fully included in w , the lower approximation is $\underline{Ap}(W) = \{[r, r, s], [s, s, t], [t, t, r]\}$.

The upper approximation of the mentioned sets are $\overline{Ap}(\{[r, r, r]\}) = \{[r, r, r], [s, s, s], [t, t, t]\}$ and $\overline{Ap}(W) = \{[r, r, r], [s, s, s], [t, t, t], [r, r, s], [s, s, t], [t, t, r]\}$.

And finally, corresponding rough sets are $Apr(\{[r, r, r]\}) = (\emptyset, \{[r, r, r], [s, s, s], [t, t, t]\})$ and $Apr(W) = (\{[r, r, s], [s, s, t], [t, t, r]\}, \{[r, r, r], [s, s, s], [t, t, t], [r, r, s], [s, s, t], [t, t, r]\})$.

5 CONCLUSIONS

In this contribution we recall basic concepts of the automata theory and definition of homogeneous product of automata. Moreover, basic terms of rough sets theory are included.

The paper focused on special case of automaton and its powers with respect to the definition of product mentioned above. Further, we answer some questions concerning the number of individual components in \mathbb{A}^n and number of isomorphic embeddings of automaton \mathbb{A} into \mathbb{A}^n in dependence of n .

REFERENCE

- [1] BAVEL, Zamir. The Source as a Tool in Automata. *Information and Control*. 1971, **18**(2), 140-155.
- [2] CHVALINA, Jan. Stars of subsets within set partitions and isomorphic closure operators. *9th International Didactic Conference*. 2015,9, 14-18.
- [3] DAVVAZ, Bijan. A short note on algebraic T-rough sets. *Information Sciences*. 2008, 178(16), 3247-3252.
- [4] DÖRFLER, Willibald. The cartesian composition of automata. *Mathematical systems theory*. 1978, 11(1), 239-257.
- [5] GÉCSEG, F. a István PEÁK. *Algebraic theory of automata*. Budapest: Akadémiai Kiadó, 1972.
- [6] KRYSZKIEWICZ, Marzena. Rough set approach to incomplete information systems. *Information Sciences*. 1998, 112(1-4), 39-49.
- [7] BAGIRMAZ, Nurettin a Abdullah F. OZCAN. Rough semigroups on approximation spaces. *International Journal of Algebra*. 2015, 9(7), 339-350.
- [8] PAWLAK, Zdzisław. Rough Sets. *International Journal of Computer and Information Sciences*. 1982, 11(5), 341-356.
- [9] STANĚK, David. *Student EEICT Proceedings of the 22nd conference*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, FEKT, 2016. ISBN 978-80-214-5350-0.
- [10] WANG, Zhaohao a Lan SHU. The lower and upper approximations in a group. *International Journal of Mathematical, Computational, Physical, Electrical and Computer Engineering*. 2012, 6(8).

SILICON SOLAR CELL PARAMETERS CHANGE AFTER FOCUSED ION BEAM MILLING

Adam Gajdos

Doctoral Degree Programme (1), FEEC BUT

E-mail: xgajdo12@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Pavel Skarvada

E-mail: skarvada@feec.vutbr.cz

Abstract: Silicon is still one of the most used materials for fabrication of solar cells. Some imperfections and defects may appear during production process. These local imperfections could be eliminated by focused ion beam (FIB). Nevertheless, FIB milling process modifies the crystal structure of the material by ions implantation. Samples under investigation are monocrystalline silicon solar cells. The impact of FIB milling is shown and discussed through current-voltage measurement before and after milling process.

Keywords: Silicon, solar cell, focused ion beam, I-V curve, SEM

1 INTRODUCTION

Silicon solar cell is essentially semiconductor device with large area $p-n$ junction. Solar cell principle is based on the generation of electron-hole pairs and their separation by the junction built in potential [1]. Major interest of commercial production of solar cell still belongs to silicon photovoltaic technology [2]. Although they are reaching their theoretical limits, in commercial cells still exists some imperfections and defects that can lower the performance or shorten the life time. That is the motivation for investigation on silicon solar cells.

There are various natures of imperfections and defects such as inclusion, cracks, Schottky type shunts, structural defects [3]. Many techniques can be used for imperfections localization and detection [4], [5]. The presence of defect can be detected by electrical measurement, but this type of measurement does not give us information about defect location. Defect dimensions could range from atoms to orders of micrometers, consequently the localization of defects have to be provided by microscopic investigations as well as by defects light emission measurement under electrical bias conditions (applicable only for specific defects).

Investigated defect type can be localized accurately due to light emission in visible range under sample reversed bias condition. Different emission spectra of particular defects allow basic defect classification. For the purposes of this work it is more important that investigated defects start emit light at different reversed voltage value. For the purposes of light emission measurement optical far-field (high sensitive camera) or near-field (scanning near-field optical microscopy - SNOM) imaging can be used [6].

If defect is localized with methods mentioned earlier, it can be removed or isolated by focused ion beam (FIB) [7]. However, FIB modifies the surface by the ions of gallium or other liquid metal ion sources, as well as ion sources based on elemental gold and iridium, etc. Therefore, it is occasion to consider impact of milling and investigate the change of modified devices parameters.

2 INSTRUMENTATION

2.1 CURRENT-VOLTAGE CHARACTERISTICS

Experimental set-up for current-voltage measurement is shown in Figure 1. The sample is placed in the box between large aluminum electrodes and isolation plate to avoid electrode shunting. Metal box provides basic shielding from the surrounding electromagnetic noise and daylight. Sample temperature is controlled by source meter Keithley 2510-AT connected to Peltier's module with water cooling.

Source meters Keithley 2510-AT and 2420 are interconnected via 8-bit parallel multi-master interface bus standard IEEE-488.2 commonly called GPIB (General Purpose Interface Bus). Both devices are connected via GBIB/USB interface with PC equipped with Matlab. PC has installed software standard VISA (Virtual Instrument Software Architecture) for communication with hardware. Moreover, instruments are controlled by commands of standard SCPI (Standard Commands for Programmable Instruments). The bias voltage and current limit can be set in forward and reverse region.

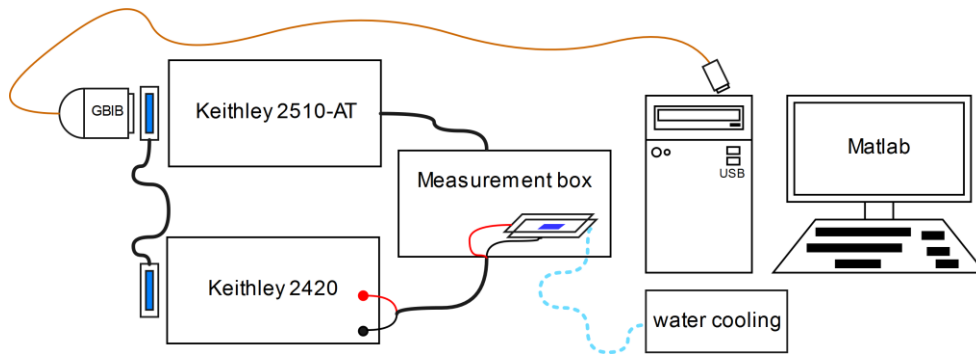


Figure 1: Set-up of current-voltage measurement system

2.2 FAR-FIELD IMAGING

For the far-field imaging high sensitivity CCD camera it is used. Camera silicon chip (KAF-3200ME) has resolution 3.2 MPx (2184×1472) and it is cooled with Peltier's module to minimize the sensor noise. Spectral range of used camera is from 300 nm to 1100 nm and optionally several optical filters can be applied. Solar cell under test is electrically biased and light emitted from defects is detected by camera. Camera is zoomed and focused to small area approximately 10x10 mm² to observe whole samples.



Figure 2: Light emission of defects on reversed bias solar cell, bias voltage $U_r = 6.5$ V, exposition time $t = 10$ s, temperature $T = 297$ K

2.3 SCANNING NEAR-FIELD MICROSCOPY

For localization defects in microscopic scale SNOM is used. It provides topography measurement and simultaneously is able to detect the weak optical signals from low-light emitting spots using photomultiplier tube (PMT). Principle is shown in

Figure 3a, monocrystalline silicon solar cell sample is reverse biased and light emitting spots on cell appears. Light emitting spots emits to all direction, only part of emitted light is detected by photocathode. When the scanning probe is placed between the light emitting spot and PMT photocathode, the probe forms a shadow that affects intensity of light detected on the PMT photocathode [8]. Emitted light is measured at every single step of the probe trajectory and finally the “shadow map” image is formed (

Figure 3b).

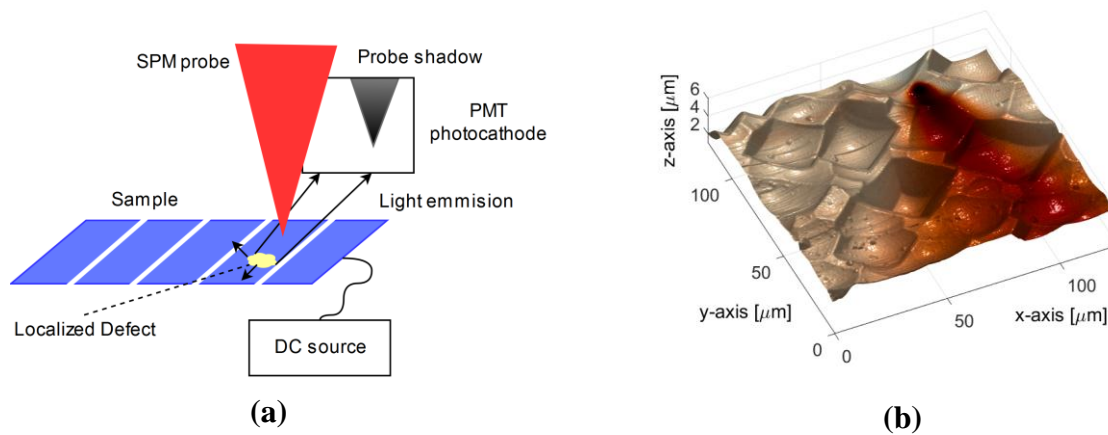


Figure 3: (a) Principle of defect localization using SNOM, (b) Example of silicon solar cell topography with defect pointed by probe shadow

3 RESULTS

Five samples without defects were locally modified the same way by FIB. Milled volume was $3 \times 3 \times 7 \mu\text{m}^3$ and also parameters of ion beam were the same for all the samples. SEM micrograph of milled areas is shown in Figure 4. The sizes of milling area were chosen with respect to the size of the typical defect. It should be noted that the *pn* junction was surely removed from milled area, but ions used for milling process were implanted to the substrate.

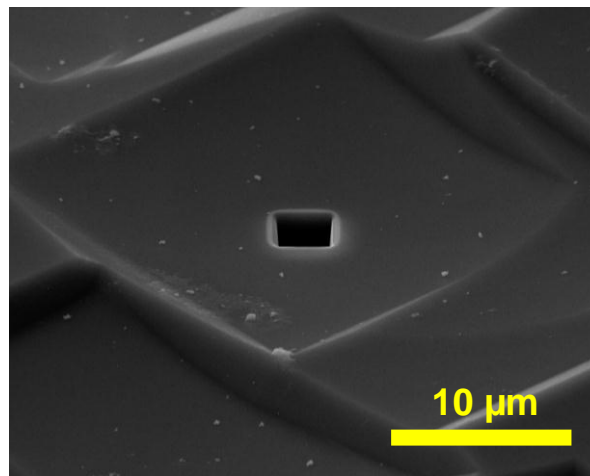


Figure 4: SEM image of ion milled area, tilt 55°

Newly created interface that crossing the junction, affect the sample electrical properties. Missing silicon atoms results in unpaired valence electrons on the interface (Figure 5) and thus form electrically active interface traps [9]. Moreover, it is known that implanted ions affect the crystal lattice and can also form amorphous layers.

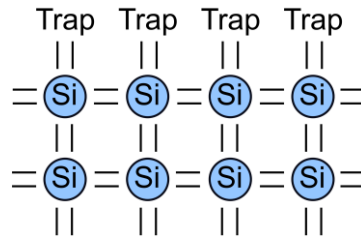


Figure 5: Silicon surface at dangling bond

3.1 MEASURED CHARACTERISTICS

I - V characteristics were measured in the dark environment and sample temperature was controlled. Differences in I - V characteristics before and after FIB show the excessive current flow through the milled junction area. From graphs shown in

Figure 6 it is obvious that dangling bonds of silicon surface and implanted ions form electrically active interface that acts like defect.

The reversed current after modification is significantly higher, compared to before curve, for the voltage above threshold $U_r = 5$ V, see

Figure 6 (a). Similar behavior was observed for all measured samples. The curves in Fig. 6 (b) show addition of current after FIB process as a function of voltage. Future investigation will be normalized to perimeter of milled area after repeated milling.

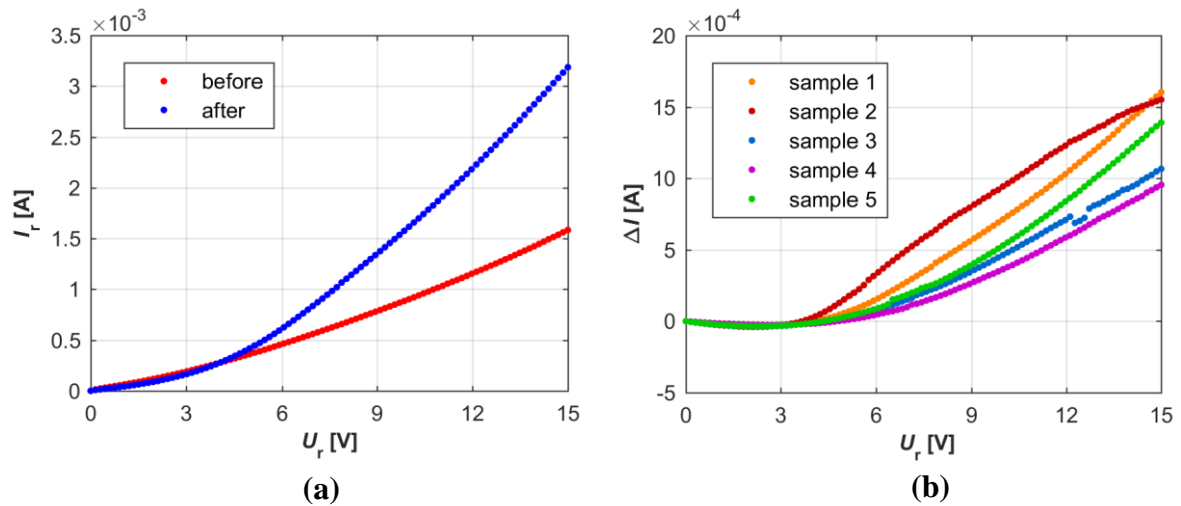


Figure 6: (a) Reverse biased I - V curve for sample 3 before and after FIB milling, $T = 300$ K (b) Reverse biased ΔI - V curve, $T = 300$ K

4 CONCLUSION

Method for detection and localization of specific type defects was shown. Although the FIB can be used for defect elimination, it was experimentally shown that this modification will form new defects in milled area. Excess current flowing through these areas is observable only for the bias voltages higher than threshold value. For the voltages lower than $U_r = 3$ V there are only minor differences in measured curves before and after FIB process. These are preliminary results; future inves-

tigation will deal with modifying size of milling area and ion beam parameters for the complex result and better explanation of the defects nature.

ACKNOWLEDGEMENT

This work was supported by the Internal Grant Agency of Brno University of Technology, grant No. FEKT-S-17-4626.

REFERENCES

- [1] J.-P. Colinge and C. A. Colinge, *Physics of Semiconductor Devices*. Springer Science & Business Media, 2005.
- [2] M. A. Green *et al.*, “Solar cell efficiency tables (version 49),” *Prog. Photovolt. Res. Appl.*, vol. 25, no. 1, pp. 3–13, Jan. 2017.
- [3] O. Breitenstein, J. P. Rakotoniaina, M. H. Al Rifai, and M. Werner, “Shunt types in crystalline silicon solar cells,” *Prog. Photovolt. Res. Appl.*, vol. 12, no. 7, pp. 529–538, Nov. 2004.
- [4] S. Ostapenko, I. Tarasov, J. P. Kalejs, C. Haessler, and E.-U. Reisner, “Defect monitoring using scanning photoluminescence spectroscopy in multicrystalline silicon wafers,” *Semicond. Sci. Technol.*, vol. 15, no. 8, p. 840, 2000.
- [5] L. Grmela, P. Škarvada, P. Tománek, R. Macků, and S. Smith, “Local investigation of thermal dependence of light emission from reverse-biased monocrystalline silicon solar cells,” *Sol. Energy Mater. Sol. Cells*, vol. 96, pp. 108–111, Jan. 2012.
- [6] P. Škarvada *et al.*, “A variety of microstructural defects in crystalline silicon solar cells,” *Appl. Surf. Sci.*, vol. 312, pp. 50–56, Sep. 2014.
- [7] S. Reyntjens and R. Puers, “A review of focused ion beam applications in microsystem technology,” *J. Micromechanics Microengineering*, vol. 11, no. 4, p. 287, 2001.
- [8] P. Škarvada, Tománek, L. Grmela, and S. J. Smith, “Microscale localization of low light emitting spots in reversed-biased silicon solar cells,” *Sol. Energy Mater. Sol. Cells*, vol. 94, pp. 2358–2361.
- [9] E. Cartier, J. H. Stathis, and D. A. Buchanan, “Passivation and depassivation of silicon dangling bonds at the Si/SiO₂ interface by atomic hydrogen,” *Appl. Phys. Lett.*, vol. 63, no. 11, pp. 1510–1512, 1993.

AUTOMATED DETECTION OF RETINAL VENOUS PULSATIONS FROM VIDEO SEQUENCES

Michal Hrach

Doctoral Degree Programme (1), FEEC BUT

E-mail: xhrach02@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Radim Kolář

E-mail: kolarr@feec.vutbr.cz

Abstract: The aim of this paper is to propose a method of automated detection and parametrization of spontaneous venous pulsations, that can occur in patients with various degrees of glaucoma. The method uses uncompressed video sequences acquired from fundus video-ophthalmoscope. A parameter of pulsation is then acquired and tested for correlation with occurrence of spontaneous venous pulsations.

Keywords: Spontaneous venous pulsations, image processing, retinal video sequences

1. INTRODUCTION

The relation between heightened intraocular pressure and occurrence of glaucoma is a well-established fact. Spontaneous venous pulsations (SVP) occur when intraocular pressure exceeds retinal venous pressure. Therefore, their presence might be an indicative of developing glaucoma [1]. By capturing image sequences of a retina, the information provided by dynamic changes of retinal arteries and veins could be utilized. The spontaneous venous pulsation can be observed by an eye if present in rather larger scale. Therefore, the sequences intrinsically contain an information about the presence and magnitude of SVP. Such information could be extracted using digital image processing methods.

This paper proposes a method of SVP detection using video sequences acquired via fundus video-ophthalmoscope. Then a parameter corresponding to scale of the pulsation is extracted and compared to visual evaluation. The presence of SVP was classified into three groups based on the occurrence and scale of SVP via subjective visual examination. These groups will be compared to the resulting parameter of our approach to assess a correlation with its value.

2. DATA

The data consists of frame-by-frame video sequences gathered from 67 patients with various levels of SVP and thus glaucoma progression. The properties of the video sequences are following:

The video is encoded in raw form of motion-jpeg, resolution 640×480, 25 frames per second, coded in 8-bit grayscale, and each lasting 10 seconds. The field of view is 20°×15° and centered on the optical disk (OD).

2.1. PREPROCESSING

Image registration algorithms have been applied on these sequences to eliminate eye movements using methods described in [2]. Next, heavily blurred and distorted frames were detected using [3] to be excluded from next processing. An example of a sequence frame is illustrated in Fig. 1.

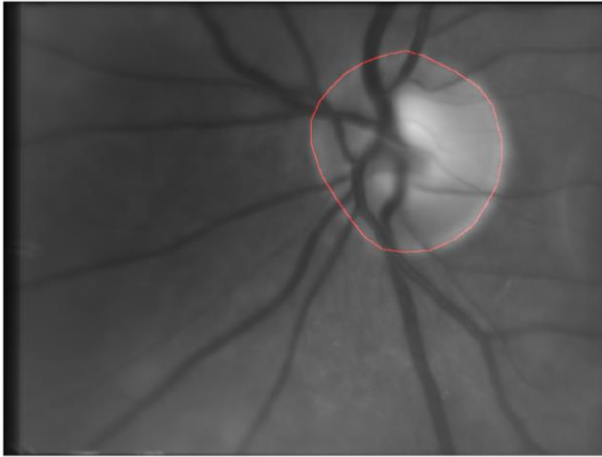


Fig. 1: A mean image from video sequence with highlighted OD

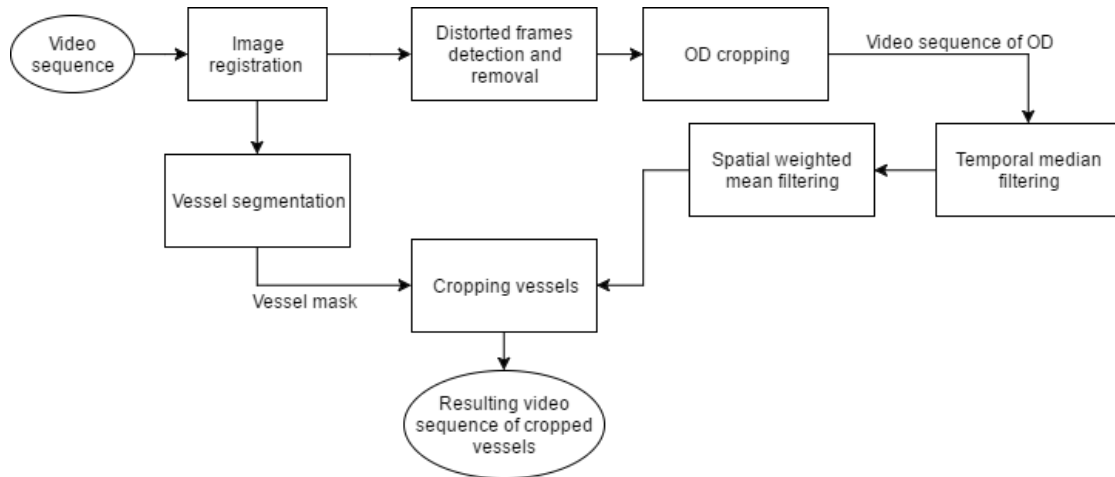


Fig. 2: A mask of blood vessel already cropped into OD

Because most of the pulsations occur inside the OD, which by its higher reflectance increases contrast of the veins, the video sequences are cropped using manually selected region of interest covering OD. Algorithm for automated detection of OD is to be created separately. In order to eliminate fast saccadic movements of the eye and further stabilize the video, a temporal median filtering has been applied on each pixel of the video sequence. Next, a spatial weighted-mean filtering, where central pixel is of highest weight, was used to eliminate the general noise.

For our method, a blood vessel mask is needed. The vessels are segmented from mean image via classification-based approach [4]. Resulting mask of vessels (as well as mask of OD) is shown in Fig 2.

The preprocessing is summarized in Diag. 1:



Diag. 1: Block diagram of data preprocessing

2.2. SUBJECTIVE CATEGORIZATION

All video sequences were subjectively examined and categorized by the amount of visible pulsations into three groups:

1. Visible large pulsations
2. Visible, but small pulsations
3. No visible pulsations

These categories are used for comparison with the pulsation parameter proposed below.

3. METHODS

The proposed method uses dynamic variance of pixels' brightness of the blood vessel mask. Each frame is cropped by aforementioned blood vessel mask. Next, a histogram of each cropped and masked frame is acquired. The value of brightness equivalent to black is removed from each histogram. This value is useless, because it is caused by zero values introduced by cropping the image with the vessel mask.

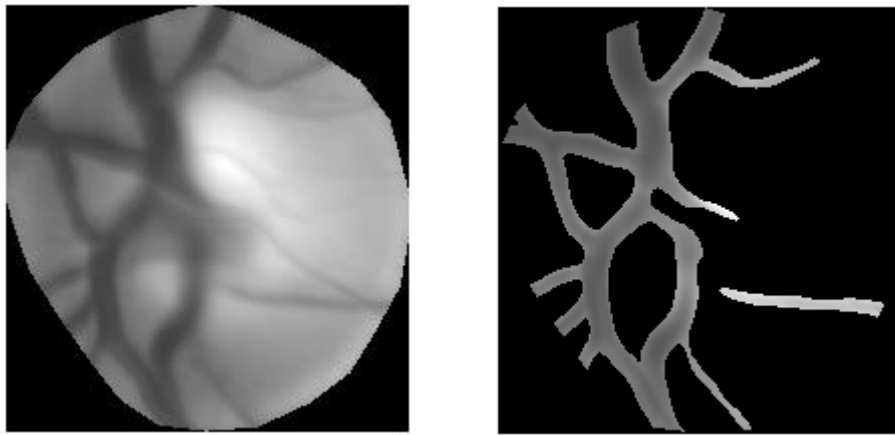


Fig. 3: A frame showing OD before and after applying the blood vessel mask

Periodic changes of the intensity distribution are expected when comparing consecutive histograms of each frame. Therefore, by stacking each of the consecutive histograms along second dimension, an image can be obtained. In this image, the first dimension (x-axis) corresponds to brightness level of the data as it does in histograms in general, second dimension (y-axis) corresponds to time and the brightness of the resulting image stands for histograms' statistical frequency. This image has an apparent rippling feature along its time dimension. This is a direct result of pulsations occurring within the blood vessel mask.

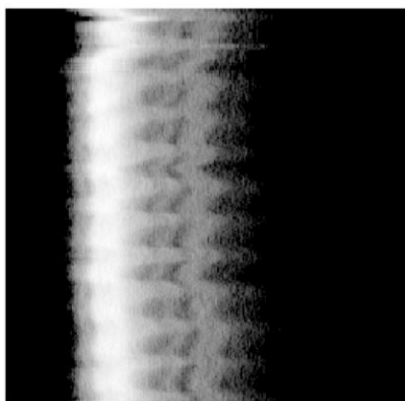


Fig. 4: Stacked consecutive histograms – a temporal histogram

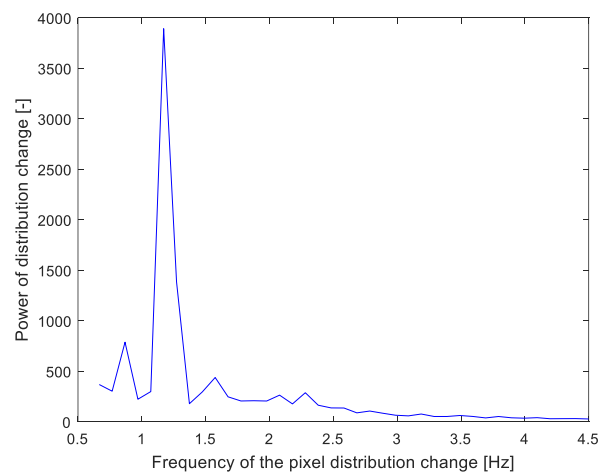


Fig. 5: A plot of power spectrum within the physiological heart rate range

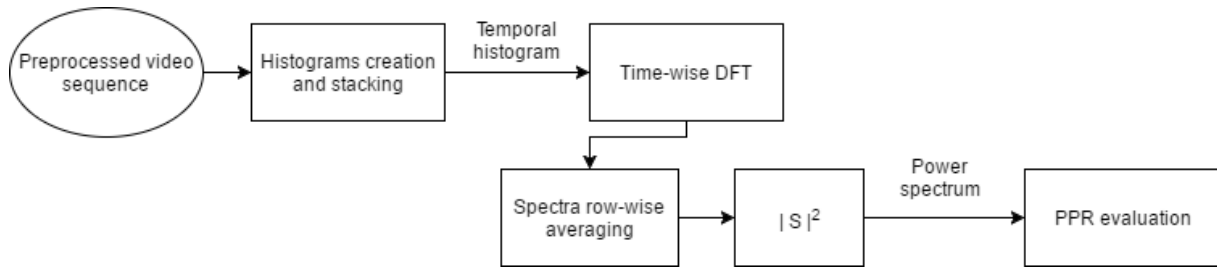
This image is the subject of next analysis. By applying Discrete Fourier transform along its time dimension (in this case a column-wise DFT) and then averaging the resulting spectra (a row-wise mean), we receive an average spectrum of changes of pixel distribution in segmented vessels. Squaring the absolute value of the spectrum yields a power spectrum. This resulting spectrum is expected to have a peak in the range of physiological heart rate values, corresponding to a power of the pulsation.

This peak is then detected and its maximum value is used for parametrization of the pulsations.

To quantify the magnitude of the pulsations a parameter *pulsation power ratio* is created. This parameter is defined by following formula:

$$PPR = \frac{S_{max}^{hr}}{\sum_{i=1}^N S(i)} [-].$$

The S represents the resulting power spectrum of intensity distribution changes, S_{max}^{hr} represents the value of maximum peak in the heart rate range, N is the number of elements of the power spectrum.



Diag. 2: Block diagram of the algorithm

4. RESULTS

The parameter PPR was evaluated using the proposed method on each of the video sequences. Thus, a parameter value was acquired for each video sequence. A boxplot of distribution of the parameter divided into categories based on the SVP categorization mentioned before (Section 2.2) was constructed (see Fig. 6).

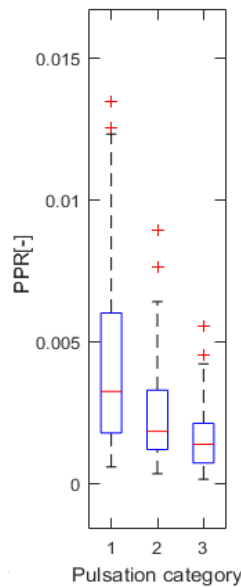


Fig. 6: Boxplots illustrating the variance of PPR in different categories

The results were then analyzed by ANOVA testing – one-way analysis of variance between each of the groups, and also between third group and first and second combined – for evaluating detection of the pulsations occurrence. The resulting p-values are shown in Table 1:

Table 1: Summary of resulting p-values

Category combination		p-value
1	2	$2.4186 \cdot 10^{-4}$
2	3	0.5659
3	1	$6.8509 \cdot 10^{-5}$
1+2	3	0.0011

5. DISCUSSION AND CONCLUSION

A method of automated detection and quantification of magnitude of spontaneous venous pulsations was proposed. A p-value lower than 0.05 indicates rejecting of the null hypothesis of no significant differences between compared groups. The resulting p-values indicate, that *PPR* could be utilized for detection of venous pulsations in the video sequences. The p-value of comparison of combined first and second group with the third indicates the possibility to use the *PPR* for binary detection of the pulsations presence (if they are present or not). Furthermore, the values of comparison between first and third group as well as first and second group imply that the value of *PPR* might correspond to magnitude of the pulsations. It should be taken into account, that the comparison precision is a directly dependent on the subjective evaluation of the expert, especially the difference between group 1 and 2 (subjective magnitude of the pulsations); this fact might be the reason for the high p-value for group 2 and 3.

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] LIBERDOVA, I. et al.: Image quality assessment of ophthalmologic videosequences using phase correlation. *Electrorevue*. 2016, 18(5):153-159.
- [4] 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.

NEURAL NETWORK FOR TESTING

Bedřich Smetana

Doctoral Degree Programme (2), FEEC BUT

E-mail: xsmeta06@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Jan Chvalina

E-mail: chvalina@feec.vutbr.cz

Abstract: This article describes basics of neural networks, specifically aimed at usage of freeware to test freeware for creation simple neural network. Discussion focuses on the use of generally available programs and problems with use of freeware applications. Attention is devoted to a comparison of real and theoretical conditions connected with practical computer support.

Keywords: neural network, Matlab, Simbrain

1 INTRODUCTION

The beginning of the establishment of neural networks is considered to work Warren McCulloch and Walter Pitts of 1943, which created a very simple mathematical model of a neuron, which is the basic cell of the nervous system [1]. The numerical values of the parameter in this model were predominantly bipolar, i.e. from the set $\{-1, 0, 1\}$. They showed that the simplest types of neural networks can in principle compute any arithmetic or logic function.

Neuron activity can be described mathematically: Capturing signal and transmission in neurons, where is created potential P :

$$P = w_1 * x_1 + w_2 * x_2 + \dots + x_n * w_n$$

If the potential is sufficiently large, the neuron transmits a signal y :

$$y = 1, \text{ if } P > w_0, \text{ otherwise } y = 0.$$

The condition that $P > w_0$ can be overridden by activating function $f(P)$. The entire activity of neurons can then enroll in one mathematical relationship where w_0 is a negative number that represents the threshold that shall overcome potential.

Neural networks can be described by the process for neuronal connections, according to the topology, activation functions, ways of learning and their names are related to the history of development.

An interesting feature of neural networks is the ability to learn through repeating cycles. This capability is enabled by the teacher - by using prepared data series or network can teach itself [2].

One of the first applications using neural networks was the application for recognizing texts. From simple applications for recognition of single characters, there was developed the method of obtaining data from the full text databases - data mining. Other applications can be found in medicine, metallurgy, crack detection, economics, banking, but also in security services and the army. Areas of use of the army in support of the decision-making process, such as the image recognition is identifying areas of interest of the author.

These findings are useful in teaching the subject at the Applied Informatics in military five-year study at the Faculty of Military Leadership at the University of Defense, at the civilian branch in Informatics I, II. Also in learnings at other universities, like at the University of technology.

2 LICENSED PROGRAMS

One of readily available options for working with neural networks appear to use Matlab Simulink and Neural Network Toolbox. This toolbox enables the implementation of multiple network types and different algorithms learning network.

The Simulink block diagram created a system where you can set the basic parameters of the neural network. Own learning process takes place at the network level Matlab. The process of learning networks is realized by function to initialize the network (initff) simulation run networks (simuff) training network back propagation algorithm (trainbp).

We can create a forward (feedforward) NN without feedback with use the command newff () with input variables:

- PR - indicates the range of input values (minimum and maximum) elements of input vectors.
- Layers - indicates the number of neurons in each layer. The number of layers is not limited. The most commonly used two layers.
- TransFcns - indicates transmission (activation) of neuronal function of each layer.
- BTF - specifies the training function of the network (beachtraining - batch learning).
- BLF - specifies lerning function network (steptraining).
- PF - specifies the function to calculate the error during training.[3]

View of part of the process to create a neural network reveals two basic findings:

- already creating a neural network requires knowledge of the commands and parameters
- knowledge of commands makes demands on users

Both modules are also available in the local network of the University of Defence. Despite price reductions for Education presents at the income level of the population and therefore students represents the price of the individual modules in the order of tens limiting factor utilization.

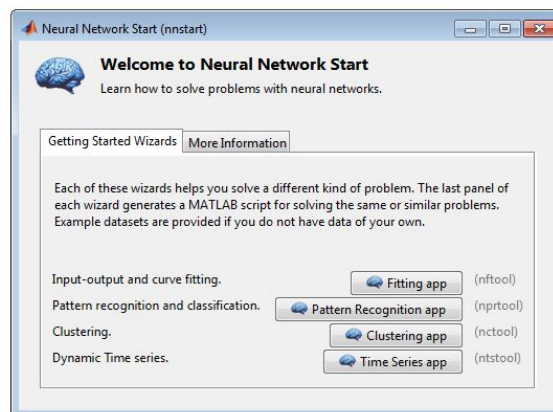


Figure 1: Sample environment for designing neural network in Matlab.

3 SOFTWARE FOR TEACHING SUPPORT

During the research applications of artificial intelligence on VŠB - Technical University of Ostrava was created a computer program NEURONEK that implements the learning phase, testing and equipping of three layers neural networks. Although the program has been developed mainly in the field of mathematical approximations relations, the requirement to obtain as much information about the suitability of using neural networks for solving problems led to the creation of a clear and universal computer applications, suitable also for use in the educational process. Neuronek is a computer program that provides learning phase, testing and equipping of three layers neural networks, which in the learning process uses the method of backpropagation. The number of neurons in input layer is equal to the number of the analyzed input is automatically set after reading data from the training set file. The output neuron is only one, and we can only watch one output value. In case of necessity of the multiple outputs, it is appropriate to use additional neural networks.

The advantage of the program compared to mightier instruments of MATLAB® environment it is its sheer simplicity of control buttons, availability partial data with subsequent elections calculation strategy, a much higher rate calculation, automatic adaptation of the network structure the content of the training data set, no programming and thus accessible to users without knowledge of the theory of neural networks [4].

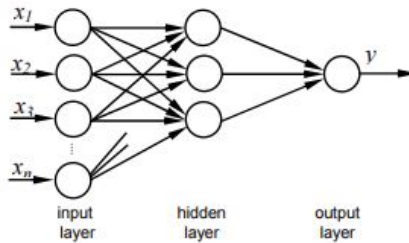


Figure 2: Topology of artificial neural network.

4 FREWARE FOR CREATING AND TESTING NEURAL NETWORKS

To demonstrate the properties of freeware programs useful for testing and the creation of neural networks is an interesting program Simbrain. After downloading the compressed file, after unpacking

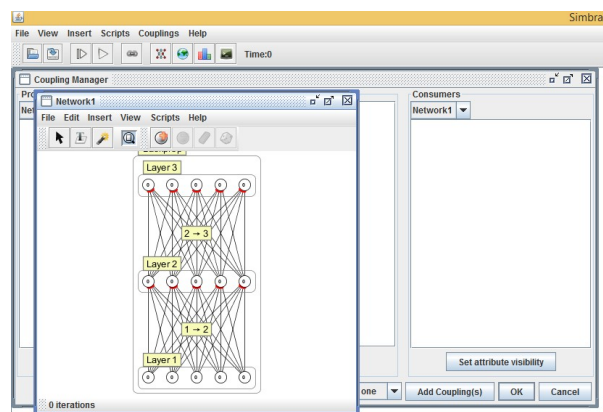


Figure 3: Formation neural network in Simbrain.

it and using the available web-based help and tutorial on You-tube there can be tested first steps.

The condition is either use of downloaded Java application launcher or to directly install Java. After unpacking the program there are about 50 megabytes and it is therefore easily transferable to stick. The program responded well to older versions of P4 PC with 512 MB RAM.

Simbrain program is graphically based with lots of tools and graphical environments - so-called workspaces. After opening the workspace it opens the neural network with the description and the possibility of modification and use.

In the formation neural network we can take advantage of inserting individual neurons and connections possibly insert a neural structure or the entire network and link them through couplings mode. The tool can be run from a flash drive.If you open the run file with the jar extension in a compression program, we can estimate the possibilities of use by its content.

Another option is to use tested neural in script form for testing or simulations or as inspiration for our own projects. One of the projects is stored Rescorla Wagner model for the study of animal reflexes, who was one of the sources of the theory of Pavlovian reflexes [5].

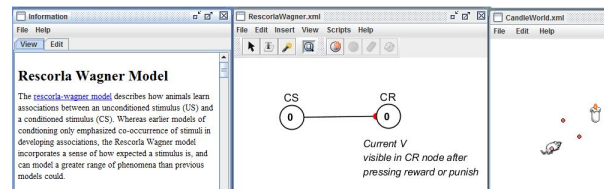


Figure 4: Illustration of neural network in Simbrain.

5 TIME LIMITED TESTING OPTIONS USING NEURAL NETWORKS

Neural networks are emerging in the tools of large software companies such as Google. Here are involved in services related to extractions of information databases, translation as well as identifying objects in photographs as Deep dream project that generated composition and fantastic creatures. The project subsequently led to the creation of applications Deepdreamer for similar purposes [6].



Figure 5: The Dog-Fish from Google Deep dream.

Another interesting project is an intelligent keyboard for mobile phones SwiftKey Keyboard. This

application is based on trained neural networks accelerating the use of text features suggesting alternative sentences.

6 CONCLUSION

Article reflects the experience of using software support when using demanding applications in less suitable conditions. He showed some possibilities of solving tasks of the research plan in terms of the University of Defence.

In Antonini film *Blow-Up* is an example of identifying an object from a photo. This identification is important nowadays, especially in applications in the military. Outside mathematical models for incomplete information systems, artificial neural networks, which can achieve the desired results. This is important at a time of tension in international relations, shooting down civilian aircraft when returning memories of the Cold War, when even a flock of migrating birds could unleash a nuclear apocalypse. If there is not overtrained neural network ...

REFERENCES

- [1] McCulloch, W. S., Pitts, W.: A logical calculus of the ideas immanent in nervous activity. *Bulletin of mathematical biophysics*, svazek 5, 1943, s. 115-133.
- [2] Volná E.: *Neuronové sítě* 1. 2. vyd. Ostrava: Ostravská univerzita, 2008. 86 s.
- [3] Hron V.: Využití neuronových sítí prostředí Matlab k predikci hodnot nákladu pro elektrické obloukové pece. [online]. [cit. 2017-3-14].
- [4] HEGER, M., DAVID, J.: *Neuronek - program pro výuku neuronových sítí*. In *Sborník semináře XXVI. ASŘ 2001 Instrumets and Control*, Ostrava : 2001, ISBN 80-7078- 890-9.
- [5] Yoshimi, J.: *Simbrain: A visual framework for neural network analysis and education*. *Brains, Minds, and Media*, 2008, 3.
- [6] Mordvintsev, A, Olah, Ch, Tyka, M.: “DeepDream - a code example for visualizing Neural Networks”. Google Research. Archived from the original on 2015-07-08.

CHARACTERISTICS OF GALLIUM ARSENIDE SOLAR CELLS AT HIGH TEMPERATURE

Nikola Papež

Doctoral Degree Programme (1), FEEC BUT

E-mail: Nikola.Papez@vutbr.cz

Supervised by: Dinara Sobola

E-mail: sobola@feec.vutbr.cz

Abstract: This article reviews a work on processing of gallium arsenide (GaAs) solar cells. The performance of the cells before and after 300 °C thermal processing was correlated with topography identified by optical camera, atomic force microscope (AFM) and scanning electron microscope (SEM). Experiment indicates insignificant changes in topography of GaAs solar cells, but electrical characteristics show an excellent resistance of the samples to processing temperature.

Keywords: GaAs, solar cells, processing, topography, SEM, AFM

1 INTRODUCTION

Solar cell is an optoelectronic device that can directly convert solar energy into electrical. The examination of the behavior of solar cells with temperature is important in terrestrial or even in space applications. They are commonly exposed to temperatures up to 50 °C and higher values so their durability is very important.

Solar cells on the basis of gallium arsenide (GaAs) were developed in the early 1970s. Their unique advantages are great robust to UV radiation and moisture with direct band gap to allow efficient photon absorption. For single junction devices it has extreme energy efficiency close to 30 % [1], because of their good toughness to UV radiation and high temperatures they're commonly used in outer space applications such as satellites or robotic rovers [2]. Disadvantage of these solar cells is the higher production price.

Potential-induced degradation (PID) has attracted much attention in recent days since drastic reduction in output power occurs within relatively short period, for example, several months or a few years. Result of this phenomenon is always the cell degradation and lower power efficiency and has a significant impact on the solar cell life. Amount of this degradation depends on the type of irradiation and material of solar cells [3]. PID phenomena have been sometimes reported in mega-watt scale photovoltaic (PV) power plant and much effort has been devoted to clarifying the mechanism of PID and also to developing the PID-resistant PV modules.

Thermal processing is one of the methods for solar cells stability testing by heating of the sample to a certain temperature to investigation of its influence on the sample. This operation can simulate a various real working conditions and also accelerate the aging process of the specimen. It is a core experimental method in this study [4].

2 MATERIALS AND METHODS

All of the following measurements were performed with two samples of GaAs before and after thermal processing. Duration of this processing did not exceed 10 minutes at 300 °C. Specimens have

been measured by several microscopic methods which are mentioned in this chapter below and specific results before and after processing are discussed at the end of the study.

Solar cells for this study are identical to those which are used in real satellite constellation. They are single-junction gallium arsenide on germanium substrate (figure 1) obtained via the metalorganic chemical vapor deposition (MOCVD) process. Before this measurement cells were tested for open circuit voltage, for fill factor and efficiency in conversion sunlight into electricity >16% at Am0 condition, which means that cells were used for space power applications with zero atmospheres.

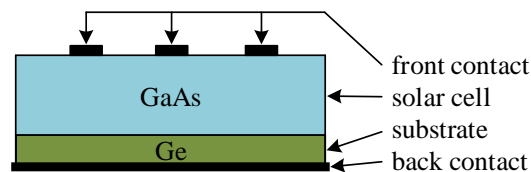


Figure 1: Cross-section of the sample.

2.1 ATOMIC FORCE MICROSCOPY

Atomic force microscope is type of scanning probe microscopy (SPM). Information is collected by “touching” the specimen surface with a mechanical tip. Deflection of the probe is detected by laser. This tip is a sharp 3-6 μm tall pyramid tip with radius about 10 nm. Tip is moving in raster over a surface using a moving stage and feedback loop. Method is commonly used to achieve an image of the precisely three-dimensional topography. Image could be processed for better observation. There is no need to special sample preparation [5].

AFM has attached a light microscope which was also used for detection of surface changes and specimen position. Figure 2 below shows a surface with a contact at the same location of solar cell.

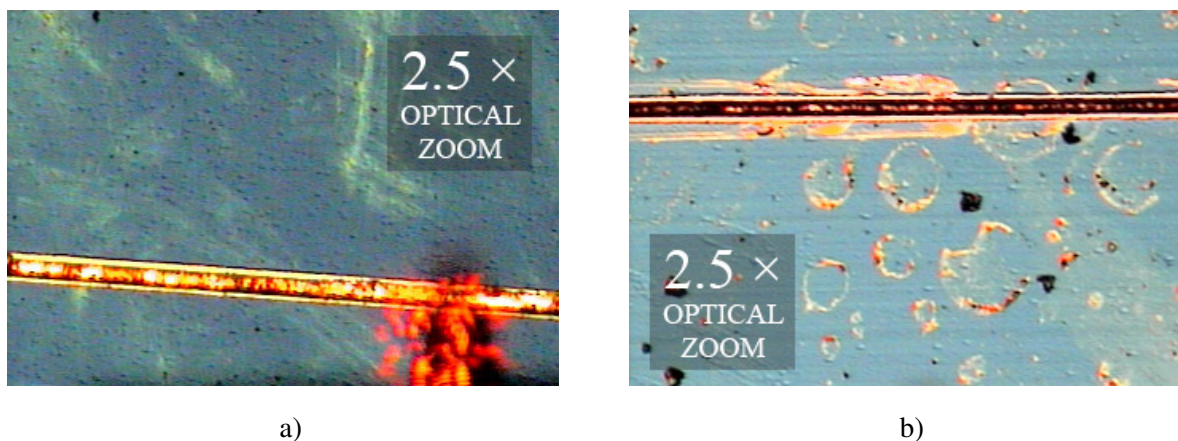


Figure 2: Contact on the surface of GaAs solar cell under the light microscope a) before and b) after thermal processing.

Results obtained from the AFM are presented in figure 3 in three-dimensional images with structured surfaces. They are colored for better area highlighting. The measured surface area is about 50 μm.

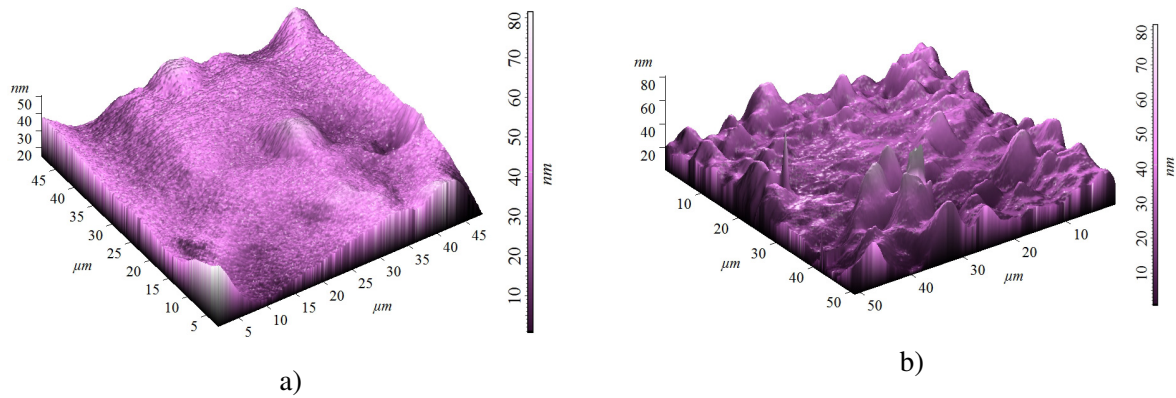


Figure 3: Surface of GaAs solar cell in three-dimensional representation under the AFM a) before and b) after thermal processing.

2.2 SCANNING ELECTRON MICROSCOPY

Scanning electron microscope is an instrument for high-resolution imaging of specimens surface that utilizes a beam of electrons instead of light. It works in vacuum condition and good conductivity of the sample is preferred. Non-conductive material should be covered by a thin-film of metal. It is desirable that specimen is electrically conducting and solid [6].

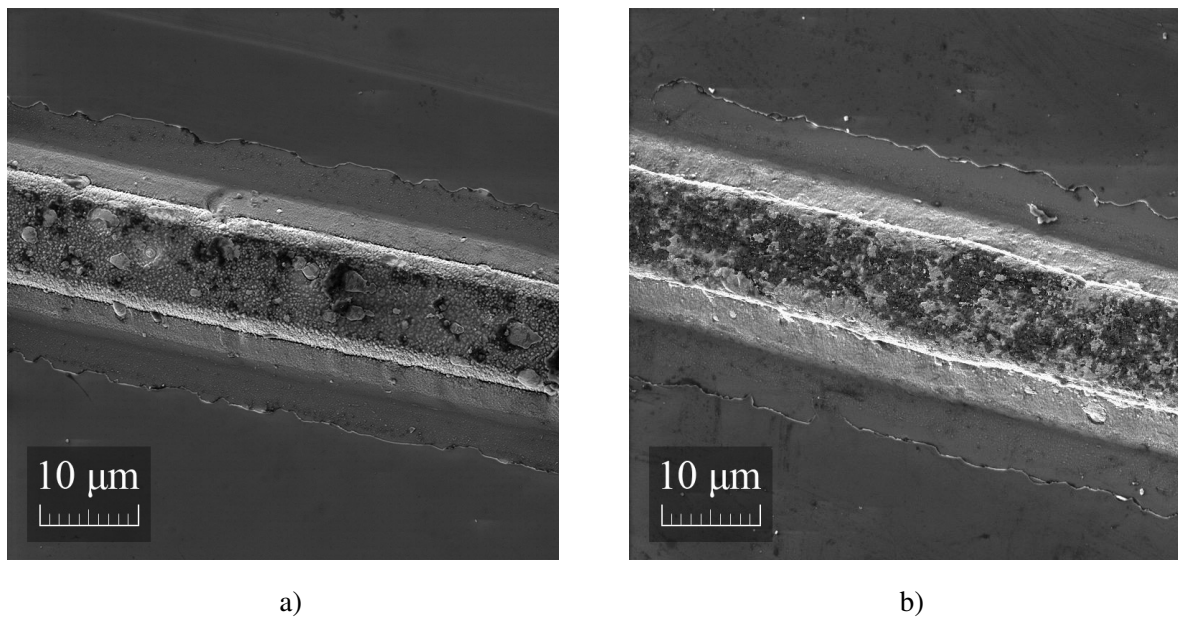


Figure 4: Surface of GaAs solar cell under the SEM a) before and b) after thermal processing.

2.3 INFRARED CAMERA

Camera was used to determine the thermal radiating defected areas under reverse-bias condition. To reduce a noise the resulting images were averaged. For sample listed below it was 580 elemental pictures with current 20 mA. Differential temperature changes are observed.

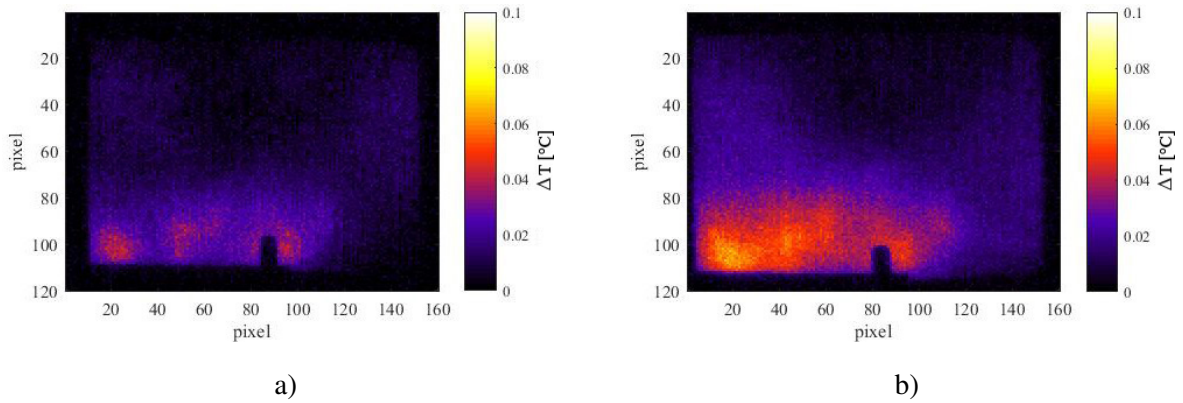
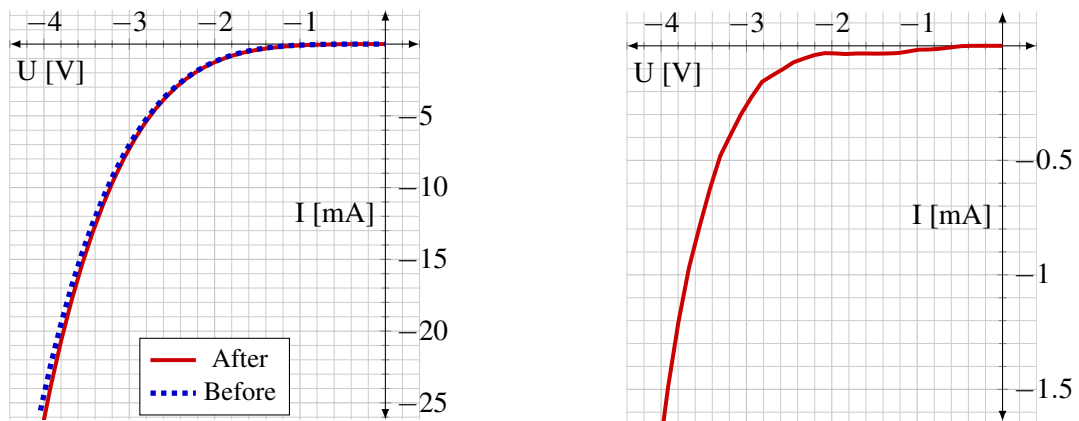


Figure 5: Heating process of GaAs solar cell under the constant bias-conditions a) before and b) after thermal processing.

2.4 CURRENT-VOLTAGE CHARACTERISTICS

I-V characteristics was measured in a conductive box between two metal plates that serve as probes for the samples. Figure 6 illustrate solar cell in a reverse current direction. Dotted line represents the sample before thermal processing and continuous line means that sample wasn't processed yet. As can be seen characteristics was measured in a reverse current.



I-V characteristics after and before processing.

Relative changes after the thermal processing.

Figure 6: Current-voltage curves in a reverse direction.

3 CONCLUSION

After ten minutes of processing at 300 °C it was possible to observe the following events: In figure 2 under a light microscope which is attached at AFM we can see newly created crater formations. Processing also caused a shape elevation and increased rate of surface features in figure 3b. Likewise it has occurred metal degradation on the top of contacts of solar cell (figure 4). In measurement with infrared camera has deteriorated degraded areas and began to radiate more heat. Surprisingly pn-junction has remained unaffected in same effectivity level. This was verified by measuring the solar cell and its current-voltage characteristics are shown in figures 6a and 6b. In this case it can be concluded that during extended periods and higher temperatures, solar cells began to lose their effectiveness.

It was subjected to the test several gallium arsenide solar cells in this study . After aging at temper-

atures at 300 °C it was confirmed a high operational and electrical properties of this cells. Even if pn-junction was not apparently degraded, there was revealed a deterioration in surface characteristics.

ACKNOWLEDGEMENT

This work was supported by the Internal Grant Agency of Brno University of Technology, grant No. FEKT-S-17-4626.

REFERENCES

- [1] SUN, Y., J. FAUCHER, D. JUNG, et al. Thermal stability of GaAs solar cells for high temperature applications. *Conference Record of the IEEE Photovoltaic Specialists Conference*. 2016, 2385-2388. DOI: 10.1109/PVSC.2016.7750068. ISSN 978-1-5090-2724-8.
- [2] LOO, R. Y., G. S. KAMATH and S. S. LI. Radiation damage and annealing in GaAs solar cells. *IEEE Transactions on Electron Devices*. 1990, **37**(2), 485-497. DOI: 10.1109/16.46387. ISSN 0018-9383.
- [3] PINGEL, S., O. FRANK, M. WINKLER., et al. Potential Induced Degradation of solar cells and panels. *2010 35th IEEE Photovoltaic Specialists Conference*. 2010, 2817-2822. DOI: 10.1109/PVSC.2010.5616823. ISSN 0160-8371.
- [4] MAROS, Aymeric, Srikanth GANGAM, Yi FANG, et al. High temperature characterization of GaAs single junction solar cells. *2015 IEEE 42nd Photovoltaic Specialist Conference (PVSC)*. United States, 2015, 1-5. DOI: 10.1109/PVSC.2015.7356338.
- [5] EATON, Peter Jonathan and Paul WEST. *Atomic force microscopy*. New York: Oxford University Press, 2010. 257 p. ISBN 978-0-19-957045-4.
- [6] GOLDSTEIN, Joseph I. and Harvey YAKOWITZ. *Practical Scanning Electron Microscopy Electron and Ion Microprobe Analysis*. Boston, MA: Springer Science & Business Media, 1975, 598 p. ISBN 9781461344223.

LEAD-ACID BATTERY EVALUATION BASED ON OPEN CIRCUIT VOLTAGE FLUCTUATION MEASUREMENT

Tomáš Kuparowitz, Martin Kuparowitz

Doctoral Degree Programme (4th year), FEEC BUT

E-mail: xkupar01@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Petr Sedlák

E-mail: sedlakp@feec.vutbr.cz

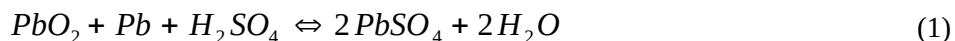
Abstract: The state of charge and the state of health are two crucial parameters of batteries. Current state of the art methods of their estimation include some as simple as measuring open circuit voltage, all the way to fuzzy logic estimation and constant online battery overview. Some main problems of such methods are either the length of single parameter evaluation cycle, or their inherent inaccuracy due to limitations in battery manufacture precision. This article proposes novel method of the lead-acid battery state of the health estimation, based on open circuit noise measurement. It reports the nature of changes in low frequency noise spectral density, that occur after catastrophic self-discharge failure or avalanche voltage drop in lead-acid batteries.

Keywords: lead-acid battery, low frequency noise, state of health estimation

1. INTRODUCTION

Electronic batteries became an essential part of all modern technologies, ranging from portable electronics such as telephones and laptops, through larger devices such as electric and hybrid cars, all the way to several MAh battery installments residing at some power plants. In contrast to lithium and nickel based rechargeable systems, the use of lead based batteries in consumer electronics dwindle, disappearing completely from hand-held devices. The prevalent reasons being smaller energy density and specific energy. Despite some of its obvious shortcomings, lead-acid batteries are still in large use in applications, where safety is of concern, for that other rechargeable solutions are prone to violent/combustive malfunctions.

The basic mode of operation of any lead-acid battery resides in simple chemical reaction, summarized by the double-sulfate theory in equation (1). Here lead dioxide and sponge lead are the active materials in the positive and negative plates, respectively. Sulfuric acid is the electrolyte, converted to lead sulfate and water during discharge reaction near both plates. [1]



where discharging happens from left to right and charging from right to left.

The state of health (SOH) and the state of charge (SOC) evaluation of valve-regulated lead-acid (VRLA) battery is impeded by inherent high internal resistance variance, caused by imperfections of the manufacturing process. Several methods of SOH/SOC estimation were developed e.g., coulomb counting, open-circuit voltage (OCV) measurement, impedance spectroscopy, electromotive force, fuzzy logic, and several variations of Kalman filtering. Continuous monitoring needs to be performed over the battery lifetime, in order to evaluate and predict its parameters precisely, since single time measurements are often skewed due to the aforementioned internal resistance variation of VRLA. The specific gravity rating is often impossible without the commitment of a full charge-discharge cycle. [1-2]

Lead sulfate (PbSO₄) and water are products of discharge reaction (1). Lead sulfate is crystalline substance with no magnetic polarity and modest electric resistance. Water blends with sulfuric acid,

reducing its concentration and specific gravity. Both lead sulfate and water slowly diffuse into the bulk electrolyte after they are formed.

Noise is a random fluctuation of electric signal. It can be evaluated in a form of power spectral density (PSD), which shows the proportion of energy manifesting itself at different frequency ranges of studied signal in relation to its mean value. Since the noise is reckoned using Fourier transform of square root of the measured signal, it is crucial for the signal to be distributed around common midpoint. This criteria is difficult to achieve for real-life battery OCV measurement, as the voltage changes slowly over time.

2. EXPERIMENTAL

Measurement setup for long-term OCV fluctuation acquisition of up to two parallel VRLA cells was constructed. Several samples were selected and measured. An unexpected phenomenon was observed during the OCV measurement, exhibiting itself through sudden self-discharge of some measured VRLA cells. Novel method of precise open circuit fluctuation evaluation was utilized to express such noise before and after self-discharge phenomenon.

2.1. MEASUREMENT SETUP

In the heart of the measurement setup lies HS3 handyscope device, connected to PC via USB. Custom software was created for its operation. This program is light weight, with almost no memory overhead, so that it can produce high frequency long-term measurements. Acquired data are saved in coma-separated-value format in several kB batches, best suited to eliminate the bottleneck of writing to standard hard-drive. Diagram of this measurement setup follows.

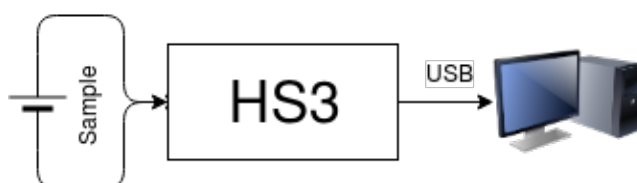


Figure 1: Measurement setup, single sample shown

TiePie engineering HS3 handyscope device is dual channel USB enabled oscilloscope, capable of streamed measurement of up to 10 kHz at 16 bit resolution, using Delta-Sigma analog to digital conversion. In order to evaluate low-frequency noise and to preserve disk space, sampling rate of 20 Hz is utilized. Since all the samples are VRLAs with nominal voltage of 2 V, input DC sensitivity used is ± 4 V. This gives the single step resolution of 0.12 mV per channel per acquisition, which is more than sufficient for purpose of OCV measurement. Impedance of single HS3 input channel is 10 M Ω and 20 pF as per datasheet.

2.2. SAMPLES

Six samples are evaluated for the purpose of this paper, designated Pb4A – Pb4F. Each sample is single off the shelf VRLA cell manufactured by Alarmguard (CJ12-1.3) in 2002, with stated nominal capacity of 1.3 Ah and nominal voltage of 2 V. Evaluated cells are salvaged from an old security system, where the usage profile is reckoned to be low current draw several times per month, and remaining on full charge for the remainder of its lifetime. All the cells lied in storage for several months prior to the measurement. The initial capacity of cells was not evaluated precisely, but is assumed to be in the region of over one half of its rated capacity.

2.3. LONG-TERM MEASUREMENT

Each sample cell was cycled (discharged and charged) to its full capacity prior to the measurement, using Bantam BC-6 charger. Aforementioned catastrophic self-discharge failure phenomenon

occurred in two of the studied cells during the long-term OCV measurement. Namely Pb4E and Pb4F. Each were able to fully recharge to its rated voltage after the breakage by 645 mAh and 720 mAh, respectively.

For the purpose of this paper, evolution of the Pb4F sample is analyzed. After a full charging cycle, the sample was measured for almost 9 days. Voltage of sample Pb4F settled at 2 V as expected, but began to slowly decline over the period of first 6 days. Figure 2 shows cutout of OCV of sample Pb4F since day 7 until almost the end of the measurement. On the bring of 8th day, the self-discharge occur and the voltage unexpectedly drops to roughly 1.5 V, as if some sort of load is applied. It is to be noted, that through out the measurement, only the effective 10 MΩ of HS3 input channel resistance is attached to sample's terminals, and that room temperature is stable at 25 °C.

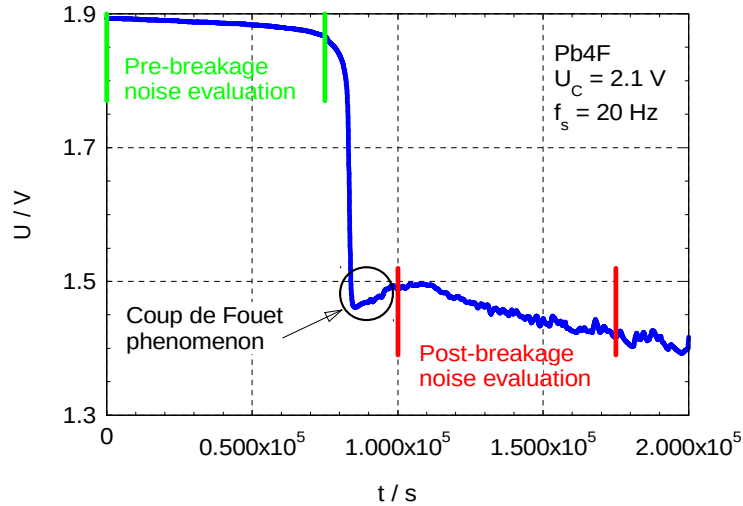


Figure 2: Open circuit voltage of sample Pb4F, during the self-discharge process

After the 9 day measurement, self-discharge breakage, and potential drop to 1.5 V; the voltage on Pb4F's terminals settled at 1.45 V. Sample was re-charged to its nominal voltage, adding 0.5 Ah. After a period of roughly a week, the self-discharge phenomenon occurred once again. The OCV was measured for initial 6 days, after which the breakage reappeared.

2.4. NOISE EVALUATION

In order to reduce the impact of voltage change within measured signal, we propose to introduce 1st order high-pass filter. This will maintain the midpoint reference level of studied signal, the cost being an attenuated PSD at low frequencies. Several approaches to digital filtering are available. Due to the large sample size and high accuracy required, moving average smoothing is opted for. First the data are smoothed, which introduces 1st order low-pass filtering, then the smoothed values are subtracted from the original signal, which inverts the filter around its cut-off frequency.

Using the Nyquist theorem, boundary may be set to the highest frequency represented by Fourier transform. This is to be half of the sampling frequency. The lower bound, i.e. the cut-off frequency, may be determined, using analogous approach, as an inverse of the smoothing span, multiplied by twice the sampling rate. Range of applicable frequencies may be determined using:

$$f = \left(\frac{2 \cdot f_{sample}}{N_{smooth}}, \frac{f_{sample}}{2} \right) [Hz] , \quad (2)$$

where N_{smooth} is the smoothing span window width.

Once proper filtering is applied, PSDs are calculated. Resulting densities before and after the self-discharge phenomenon are presented in figure 3. Data segments, used for PSD evaluation, are

highlighted in figure 2, so that the green curve in figure 3 holds evaluated OCV noise of the corresponding green segment from figure 2. The same holds for the red curve and segment. Voltages associated with given curves are rough estimates of cells potential during the measurement.

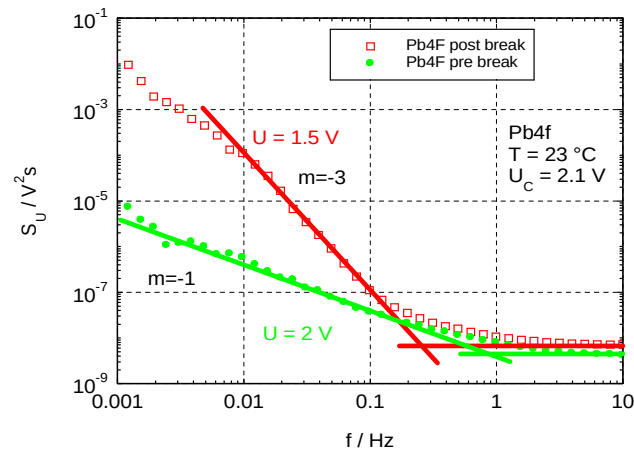


Figure 3: Noise spectral density of sample Pb4F, before and after the breakage

After the first occurrence of self-discharge phenomenon, sample Pb4F was fully charged once again. Following figure holds its OCV noise evaluation in blue. The data segment for blue line noise evaluation was again $\sim 0.75 \times 10^5$ s shortly after the charging has ended.

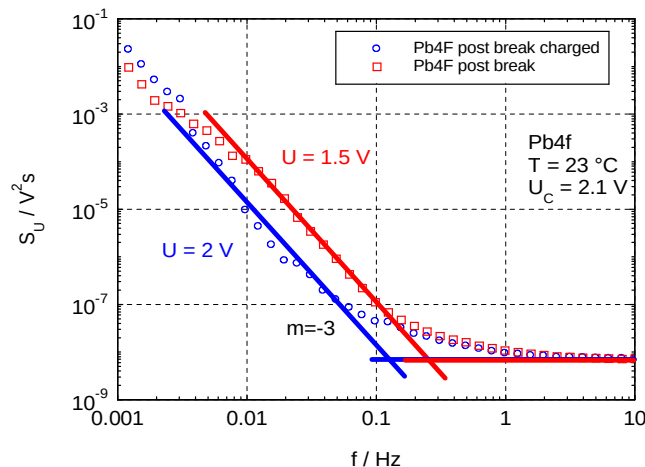


Figure 4: Noise spectral density of sample Pb4F, after the breakage and after consequent recharging

3. DISCUSSION

The voltage of VRLA cell tends to be positively related to the sulfuric acid concentration at its plates. In theory, the battery voltage should slowly decrease, while cationic lead combines with anionic sulfuric oxide and the sulfuric acid disappears during the discharge process. But we hypothesize, that due to the reactants diffusion speed limitation, the voltage drop is faster, because the sulfuric acid is not replenished fast enough near the plates. This hypothesis is supported by the study of the Coup de Fouet phenomenon [3], which occurs immediately after a full discharge of sample Pb4F and Pb4E. Its position is highlighted in figure 2. The rapid avalanche discharge process stops abruptly during this phase, preventing complete battery discharge to 0 V. It is not yet completely understood, why this voltage spike occurs [3].

It is reasonable to assume, that the health of the sample is permanently affected, and that such self-discharge breakage will occur again after charging. Rapid self-discharge failure is accompanied by telltale sign of Generation-Recombination (GR) like noise. It manifests itself with a low-frequency PSD slope of f^{-3} . This is most likely caused by free electrons appearing during sulfuric acid depletion and disappearing through an internal short circuit of the battery. Such a short can be caused by lead sulfate shedding, forming conductive crystals inside the battery during discharge. The resistance of such conductive band decreases, with the increase in amount of lead sulfate in the electrolyte bulk, which in turn increases the speed of discharge. Increasing the speed of discharge promotes the disappearance of free electrons, recombining at positive plate. This reaction forms an avalanche like effect, all the way until it is stopped by forces forming the Coup de Fouet spike.

Increased slope of low-frequency ($f < 0.1$ Hz) noise after the first occurrence of self-discharge (See figure 4) serves as a good indicator of an eminent voltage drop. It follows, that a slope larger than f^{-1} has a contribution of GR processes, which indicate poor SOH and therefore the usage of such battery should be avoided. It is to be noted, that slight uplift at low frequencies might be expected, due to quantization noise error, caused by acquisition step of 0.12 mV. This error however is insignificantly small in comparison to the measurement, and is therefore omitted.

4. CONCLUSION

Catastrophic avalanche self-discharge failure phenomenon of VRLA cells, commonly accredited to the battery being dead, must happen inside of the battery due to G-R like processes. We hypothesize, that these processes are associated with rapid dissolution of sulfuric acid into lead sulfate and water. This self-discharge process only seizures after the Coup de Fouet phenomenon occurs.

This paper presents a method for detection of a looming VRLA self-discharge. It is based on observation of increased OCV noise at low-frequencies. Advantage of this method lies in its relative speed in comparison to other methods. Another advantage is that it solely relies on an OCV measurement, not needing full charge-discharge cycle, nor permanent battery monitoring.

ACKNOWLEDGEMENT

This work was supported by the Internal Grant Agency of Brno University of Technology, grant No. FEKT-S-17-4626

REFERENCES

- [1] Floyd, K., Noworolski, Z., Noworolski, J., & Sokolski, W. Assessment of lead-acid battery state of charge by monitoring float charging current. *Proceedings of Intelec 94*. doi:10.1109/intlec.1994.396590
- [2] Vignarooban, K., Chu, X., Chimatapu, K., Ganeshram, P., Pollat, S., Johnson, N., Kannan, A. State of health determination of sealed lead acid batteries under various operating conditions. *Sustainable Energy Tech. and Assessments*, 2016. 134-139. doi:10.1016/j.seta.2016.10.007
- [3] Nandanwar, Mahendra, and Sanjeev Kumar. "Charge coup de fouet phenomenon in soluble lead redox flow battery." *Chemical Engineering Science* 154 (2016): 61-71. Web.

ELECTROLUMINESCENCE AND THERMAL IMAGING OF DEFECTS IN THIN-FILM CHALCOPYRITE SOLAR CELLS

Lubomír Škvarenina

Doctoral Degree Programme (3), FEEC BUT

E-mail: skvarenina@phd.feec.vutbr.cz

Supervised by: Robert Macků

E-mail: macku@feec.vutbr.cz

Abstract: Thin-film chalcopyrite based Cu(In,Ga)Se₂ solar cells with a metal wrap through interconnection were investigated by non-destructive methods in our research. The primary focus of this investigation was a detection and a localization of microstructural defects in this type of Cu(In,Ga)Se₂ solar cells. A combination of a visible and near infrared electroluminescence with a lock-in thermography was used for these purposes. Mainly the electroluminescence was a very sensitive tool for an indication of pre-breakdown sites influenced by a trap-assisted tunneling or stress-induced leakage currents. A strong correlation between electroluminescence maps and lock-in thermograms was obtained after a local breakdown accompanied by a creation of permanent defect.

Keywords: thin-film, CIGS, IR lock-in, electroluminescence, metal wrap through

1. INTRODUCTION

Chalcogenide solar cells became a most promising technology for a commercial production in the thin-film photovoltaics. Today the best laboratory efficiency of a Cu(In,Ga)Se₂ technology is 22.6 % and 22.1 % of CdTe thin-film devices. Despite the technological advancement of the chalcopyrite Cu(In,Ga)Se₂ solar cells structure, the wide range of physicochemical properties of particular defects still is not sufficiently explored and explained. The chalcopyrite Cu(In,Ga)Se₂ solar cells used in this investigation are formed on a substrate from an aluminum foil with metal wrap through (MWT) architecture [1]. This structure is based on grid contacts through the Al substrate with Mo/CIGS/CdS/*i*-ZnO/ZnO:Al layers which are connected to the rear side formed by a second Al foil with a thin Al₂O₃ layer. An insulating carrier substrate layer between the Al foils is formed by a polyethylene terephthalate (PET). The principle of the Cu(In,Ga)Se₂ solar cell is equivalent to conventional c-Si solar cells. Radiation is absorbed near the *pn*-junction which generates electrons and holes. Then the electrons are collected by a transparent conductive layer of ZnO:Al/*i*-ZnO from an interface through an *n*-type buffer layer of CdS. Similarly, the holes are collected by a Mo electrode layer from an interface through a *p*-type absorber layer of Cu(In,Ga)Se₂ [2].

2. EXPERIMENTAL SYSTEMS

Measurements of dark current density-voltage (*J*-*V*) characteristics were performed by a source meter Keithley 2420 in a thermally insulated box. A stabilization of an ambient temperature (*T*_A) was ensured by a Keithley 2510 TEC. These basic measurements had to be done for an estimation of a suitable voltage bias which was essential to a performance of next presented methods. Experimental systems based on a CCD camera and a thermal imager were used for an investigation of radiation maps presented in section 3. A sensing of the CCD camera was ensured by a cooled 3.2 MPx Si-chip in a spectral range from 300 nm to 1100 nm. This visible and near-IR investigation was supplemented by a sensing of radiation in the far-IR spectral range from 7.5 μm to 13 μm by a lock-in technique.

Thermal imager used for this technique was equipped with an uncooled focal plane array with a resolution of 120×160 pixels. The method was realized like a periodically pulsed current-bias in a combination with a measurement of the surface temperature modulation as in [3]. Implementation of an air cooling of samples was highly necessary to ensure a better signal-to-noise ratio during iterations of measurements. A voltage bias was applied by a power supply Agilent E3631A. A scanning electron microscopy (SEM) was used for a detailed exploration of an MWT cross-section and a searching of microstructure defects on the surface. Epoxy resin mounting of samples in combination with a grinding/fine-polishing was used for a preparation of a high-quality cross-section of the MWT architecture. The multilayer structure was explored additionally by using a focused ion beam.

3. RESULTS AND DISCUSSION

The samples were prepared from a solar cell sheet by a mechanical segmentation. The non-uniformities were created along the segmented edges such as fractures through Mo/CIGS/CdS/*i*-ZnO/ZnO:Al layers and disruption at grain boundaries of the polycrystalline active layer Cu(In,Ga)Se₂. These non-uniformities provide the numerous parasitic current pathways which caused a leakage current between a back contact of Mo and a front transparent conductive oxide of ZnO:Al. The leakage current at the edges was very significant and have a strong influence on the J - V characteristics of the prepared samples. Therefore it was highly necessary to delete entire edges by a precision grinding and fine polishing. Forward and reverse dark J - V characteristics of three prepared samples are showed in Fig. 1. Presented characteristics were measured of course after the edge deletion. The measurements were performed several times for a stability verification and time independence of the obtained results. The following discussion will be focused on the sample marked as ^{NS}CIGS₃ in Fig. 1.

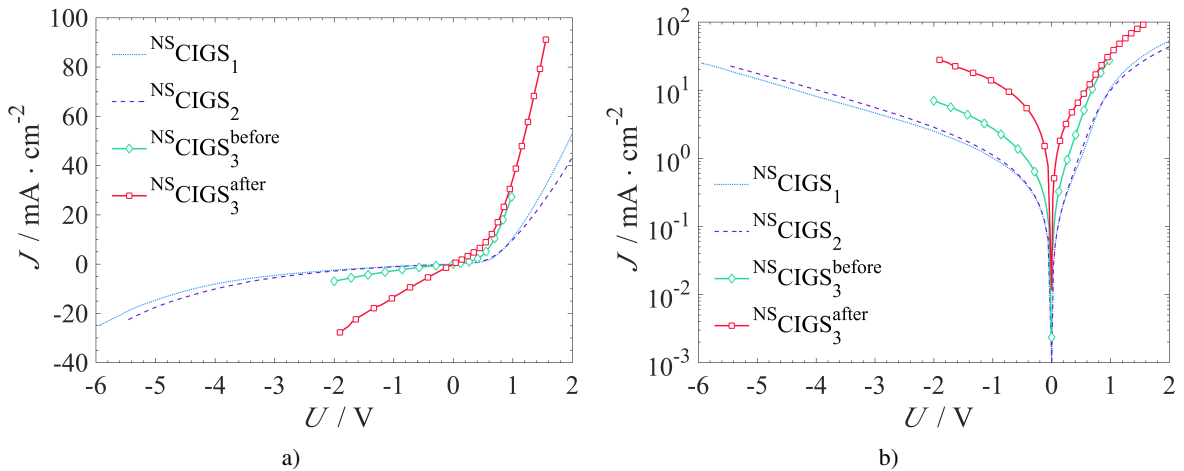


Figure 1: Dark J - V characteristics of thin-film Cu(In,Ga)Se₂ solar cell samples with an MWT architecture in a) linear and b) semilogarithmic scale, $T_A = 301.15$ K.

A sensitive method to detect and localize defects or impurities in semiconductors was based on the analysis by an electroluminescence intensity mapping under a dark condition [4]. The created fractures at the edges were often observed as a radiation along the edges before their deletion. Therefore the electroluminescence was used not only for a systematic investigation of defects in the bulk but also for quality evaluation of deleted edges. During the electroluminescence measurement was observed a local breakdown which created a permanent defect in the bulk. The electroluminescence map of the sample before the local breakdown is showed in Fig. 2a for applied forward bias and in Fig. 2b for a reverse bias. The visible dark spot at forward-bias marked as “A” was a type of defect also observed at samples ^{NS}CIGS₁ and ^{NS}CIGS₂. A radiation of this defect was visible only in

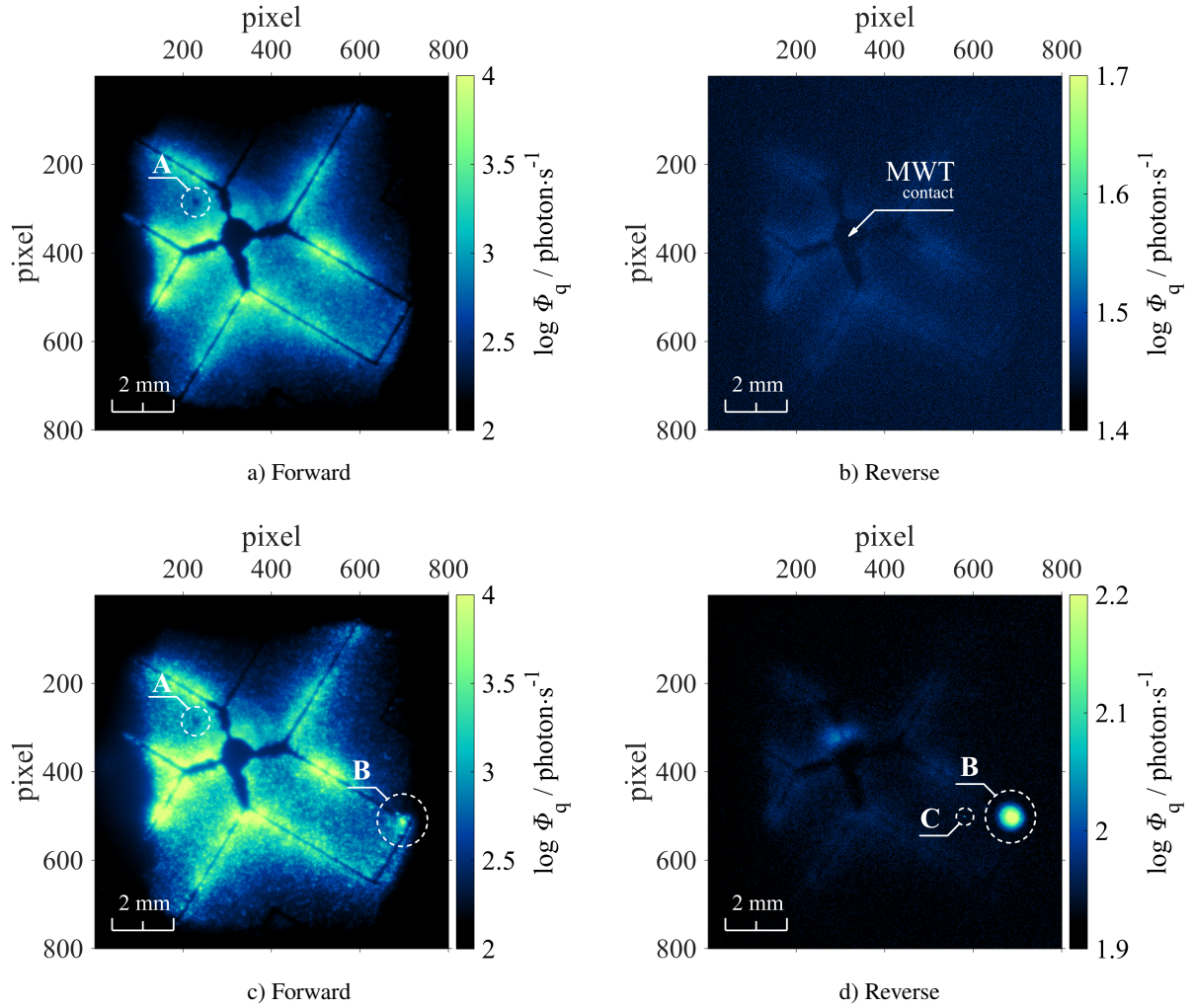


Figure 2: Comparison of electroluminescence intensity maps before and after local breakdown, sample ^{NS}CIGS₃, area 108.1 mm², perimeter 39.6 mm, $T_A = 301.15$ K. a) $U_F = 0.59$ V, $I_F = 10$ mA, b) $U_R = 1.01$ V, $I_R = 10$ mA, c) $U_F = 0.97$ V, $I_F = 35$ mA, d) $U_R = 2.53$ V, $I_R = 35$ mA.

the reverse-bias measurements. As can be seen in Fig. 2b before a creation of local breakdown at a higher voltage there were not any visible defects. Fig. 2d show an electroluminescence map for reverse-bias after a creation of the defect. This defect was marked as “B” and it was also visible under a forward-bias. The influence of this defects was also clearly visible in Fig. 1a of J – V characteristics such an increase of reverse current. The defect also had an influence at the forward J – V characteristic which is more visible in semilogarithmic scale in Fig. 1b. The minor defect marked as “C” was visible only under reverse-bias. The metalized regions in Fig. 2 were completely dark since no emitted light can go through the metal layer [4]. Electroluminescence sensing by CCD was a powerful tool to actually seen a radiation map of recombination centers. The examination of defects was based on knowledge of shunts types in ordinary c-Si solar cells. The defects were differed by the behavior of their J – V characteristics and by their physical origin [5]. Lock-in thermography with electroluminescence allowed a precise analysis whether obtained defects have a linear or a non-linear J – V characteristics. The linearity or resistive-like behavior of the microstructure defects characteristics is investigated by comparing electroluminescence intensity or lock-in thermograms at the same bias in forward and reverse condition. The J – V characteristics were linear if the shunts show the same thermal or electroluminescence intensity under both conditions. Otherwise, the J – V

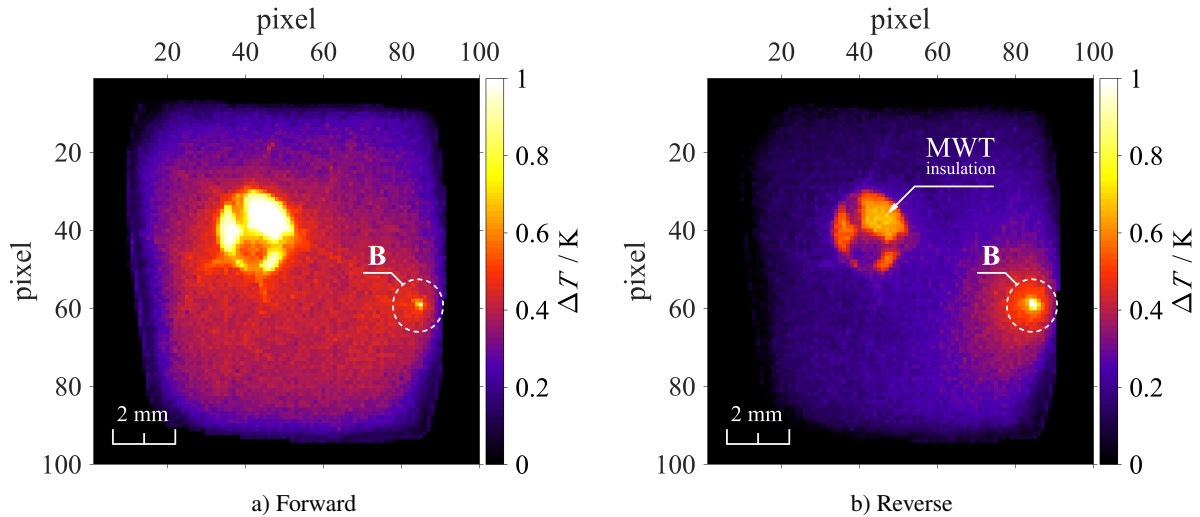


Figure 3: Lock-in thermal images after occurred local breakdown, sample ${}^{\text{NS}}\text{CIGS}_3$, $T_A = 301.15 \text{ K}$.
 a) $U_F = 1.57 \text{ V}$, $I_F = 100 \text{ mA}$, b) $U_R = 2.71 \text{ V}$, $I_R = 40 \text{ mA}$.

characteristics were a non-linear with a diode-like behavior. The defects in ordinary c-Si solar cells related to a Schottky-type shunts, ohmic shunts, weak-diodes, avalanche and Zener breakdown regions, linear and non-linear edge shunts, cracks and dislocation or areas of high resistance [6, 7]. Areas with a constant EL emission in Fig. 2a were brighter which indicates a good quality deposited layers. Then a dark defect marked as “A” in Fig. 2a corresponded with a poor radiation which indicated defective regions related to crystal inhomogeneities (often visible under reverse-bias for samples ${}^{\text{NS}}\text{CIGS}_1$ and ${}^{\text{NS}}\text{CIGS}_2$). The obtained defect marked as “B” in Fig. 2a and mainly visible under reverse-bias in Fig. 2c showed a presence also under an IR-lock investigation in Fig. 3 [8]. Fig. 4 showed a cross-section of MWT architecture, multilayer structure and obtained defects on the surface. A sub-layer of MoSe_2 is visible in Fig. 4b. The discovered defects in Fig. 4c were a disruption in i-Zno/ZnO:Al layer and exposed CIGS layer due to a undeposited CdS/i-Zno/ZnO:Al layer.

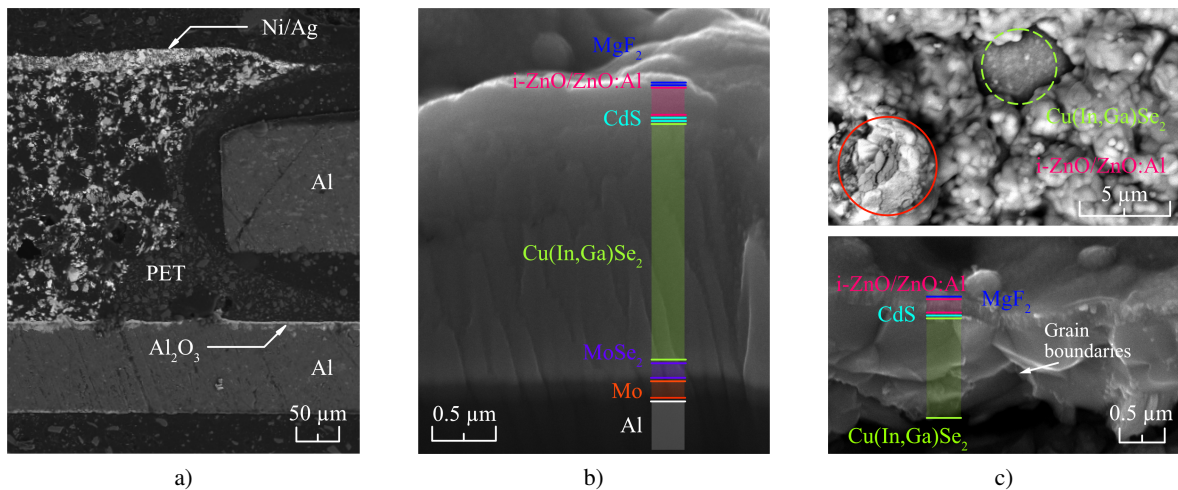


Figure 4: Chalcophyrite $\text{Cu}(\text{In}, \text{Ga})\text{Se}_2$ solar cell examination under SEM in a micro-scale. a) Cross-section of MWT architecture, BSE, b) FIB cross-section of layers structure, SE, c) surface defects (top image), SE, fractured multilayer structure (bottom image), BSE.

4. CONCLUSION

The electroluminescence as a sensitive method provide a detail intensity map of radiation. The sensed intensity maps showed a different type of radiation under forward and reverse bias. The radiation in forward bias was evenly distributed for a whole sample but more significant intensity was observed in close to the contact grid. Randomly distributed dark spots on the surface were detected despite the evenly distributed radiation at the forward-bias. In contrast, the radiation in reverse bias was detected only from randomly distributed local defects. The some defects obtained by electroluminescence strongly correlates with the defects obtained by lock-in thermography. This electroluminescence and thermal radiation of the presented sample showed a strong dependence at the one particular defect visible mainly under reverse-bias. The real cross-section of multilayer structure and metal wrap through architecture was examined by using the scanning electron microscope in combination with the focused ion beam. A formed sub-layer MoSe₂ was identified between the Mo/Cu(In,Ga)Se₂ interface. Future work will be focused on detail surface exploration in a micro-scale by scanning electron microscope with a view to determine localized defects by electroluminescence.

ACKNOWLEDGEMENT

This work was supported by the Internal Grant Agency of Brno University of Technology, grant No. FEKT-S-17-4626.

REFERENCES

- [1] JACKREL, D., B. CARDOZO, F. JACOB, G. BROWN, P. STONE, J. WOODRUFF, G. KIMBALL, P. JEFFRIES, W. ZHANG, V. FAIFER, and J. KRAWCZYK. Roll-to-roll printer solar cells: Up-scaling from laboratory to megawatts of production. *27th European Photovoltaic Solar Energy Conference and Exhibition*. 2012, 2249–2253.
- [2] PAGLIARO, M., G. PALMISANO and R. CIRIMINNA. *Flexible solar cells*. 2008, pp. 202, Weinheim: Wiley-VCH. ISBN 978-3-527-32375-3.
- [3] BREITENSTEIN, O., J. P. RAKOTONIAINA and M. H. AL RIFAI. Quantitative evaluation of shunts in solar cells by lock-in thermography. *Progress in Photovoltaics: Research and Applications*. 2003, **11**(8), 515–526.
- [4] LÓPEZ, A. B. C., A. M. VEGA a A. L. LÓPEZ. *Next generation of photovoltaics new concepts: new concepts*. 2012, pp. 356, Berlin: Springer. ISBN 978-364-2233-692.
- [5] TRAN, T. M. H., B. E. PIETERS, M. SIEGLOCH, A. GERBER, C. ULBRICH, T. KIRCHARTZ, R. SCHÄFFLER and U. RAU. Characterization of Shunts in Cu(In,Ga)Se₂ Solar Modules via Combined Electroluminescence and Dark Lock-in Thermography Analysis. *26th European Photovoltaic Solar Energy Conference and Exhibition*. 2011, 2981–2985.
- [6] BREITENSTEIN, O., J. P. RAKOTONIAINA, M. H. AL RIFAI and M. WERNER. Shunt types in crystalline silicon solar cells. *Progress in Photovoltaics: Research and Applications*. 2004, **12**(7), 529–538.
- [7] CAO, Q., O. GUNAWAN, M. COPEL, K. B. REUTER, S. J. CHEY, V. R. DELINE and D. B. MITZI. Defects in Cu(In,Ga)Se₂ Chalcopyrite Semiconductors: A Comparative Study of Material Properties, Defect States, and Photovoltaic Performance. *Advanced Energy Materials*. 2011, **1**(5), 845–853.
- [8] KENDIG, D., G. B. ALERS and A. SHAKOURI. Thermoreflectance imaging of defects in thin-film solar cells. *2010 IEEE International Reliability Physics Symposium*. 2010, IEEE, 499–502.