

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION



ELECTRICAL ENGINEERING, INFORMATION SCIENCE, AND COMMUNICATION TECHNOLOGIES

PROCEEDINGS I OF THE 26TH STUDENT EEICT 2020 GENERAL PAPERS

APRIL 23, 2020 BRNO, CZECH REPUBLIC

Název:	Proceedings I of the 26 th Conference STUDENT EEICT 2020
Garant	prof. Ing. Vladimír Aubrecht, CSc.
Editor:	doc. Ing. Vítězslav Novák, Ph.D.
Vydavatel:	Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií
Vydáno v roce:	2020
Vydání:	první

Za obsahovou a jazykovou úpravu odpovídají autoři.

ISBN 978-80-214-5867-3



Diamantoví sponzoři



Zlatí sponzoři

ThermoFisher S C I E N T I F I C

Stříbrní sponzoři







Vážení sponzoři



Odborný garant soutěže



IEEE Czechoslovakia Section





Mediální partneři









Obsah

Předmluva

Středoškolské projekty

Petr Kubica, Ondřej Koukal	
FLYING WING FLIGHT CONTROLLER	2
Michal Majíček, Šimon Mahdal	
PORTABLE GAME CONSOLE	6
Petr Smažinka	
MEASUREMENT OF PHYSICAL QUANTITIES AND THEIR LONG-DISTANCE TRANSMISSION	
USING LORA MODULES	10
David Zimniok	
TESTING DEVICE FOR OPTICAL TRANSFER OF THE SOUND	14
Michal Miškolci	
AUTONOMOUS MULTIDIRECTIONAL ROBOTIC PLATFORM	18
Jakub Jenáček	
EVALUATION OF CONTINUITY OF ENVIRONMENT BASED ON KNUDSEN NUMBER	
CALCULATIONS	22
Anna Maxová	
SPECIFICS OF STATIC PRESSURE MEASUREMENT BY PITOTS TUBE	26

Bakalářské projekty

B1 – Elektronika a komunikace

Vojtěch Bárta LABORATORY WORKPLACE TO MEASURE DVB-T2 MISO SIGNAL	.31
Petr Kaštánek	
LABORATORY WORKPLACE FOR PERFORMANCE MEASUREMENT OF THE DAB/DAB+	
SYSTEM	.34
Marek Raška	
RECEIVING SIGNALS FROM A SENSOR IN THE DIGESTIVE TRACT	.37
Vladimir Lahoda	
AUTOMATED MEASURING SYSTEM FOR IRRIGATING PLANTS WITH IOT CONNECTIVITY	.42
Evans Liyambo	
CIRCULARLY POLARIZED ANTENNA ARRAY FOR ISM FREQUENCY BAND 24 GHZ	.46

B2 – Kybernetika a automatizace

Albert Mlčoch
THERMAL FLOW METER
Martin Niemczyk
IO-LINK DEMO PANEL
Michal Kotrlý
MOTION CONTROL OF AN AILERON
Lukáš Zezula
INTER TURN SHORT-CIRCUIT DETECTION IN VECTOR CONTROLLED
PMS MOTOR USING AI
Ondřej Kašpárek
MEASUREMENT OF ENERGY HARVESTERS67
Martin Radvanský
DESIGN OF AN AUTOMATIC TESTBED FOR EVALUATION OF THE INFLUENCE OF THE
ENVIRONMENT ON THE FUNCTION OF INFRARED PROXIMITY SENSORS71
Karel Kučera
LABVIEW GRAPHS GENERATION VIA DIADEM75
Jan Štěpka
PARAMETERS OF EPSON SCARA DRIVE FOR NOVEL CONTROL

B3 – Mikroelektronika a technologie

Roman Řihák	
PHOTOVOLTAIC POWER PLANT WITH A BATTERY STORAGE	84
Josef Kolísek	
PRECISION CONTROL OF AUTONOMOUS DRONE	88
Jan Klouda	
IMAGE PROCESSING FOR UAV AUTONOMOUS NAVIGATION	92
Lukáš Babieska	
STUDY OF LIFE CYCLE OF THE ACCUMULATORS	96
Martin Daněk	
DESIGN AND DEVELOPMENT OF A DIGITAL MULTIMETER	100
Miroslav Kekelák	
STUDY OF ELECTRODE MATERIALS FOR POST-LITHIUM ION SYSTEMS	104
Petr Mutina	
STACK GAME – FPGA IMPLEMENTATION	108
Marek Valachovič	
ON THE EFFICIENCY OF PRECISE FAULT LOCALIZATION AND IDENTIFICATION IN NOC	112

B4 – Biomedicínské inženýrství a bioinformatika

Veronika Kamenská	
MONITORING APPLICATION FOR PSYCHIATRIC HOSPITAL PATIENTS	117
Karolína Němečková	
CLUSTERING OF ECG CYCLES	121

B5 – Komunikační technologie a informační bezpečnost, Teoretická elektrotechnika, Fyzika a matematika, Silnoproudá elektrotechnika a elektroenergetika

Hadi Abdallah	
MODEL OF ELECTRIC ENERGY STORAGE USING OPENMODELICA	126
Norbert Lővinger	
DETECTION OF FAKE ACCESS POINTS	131
Martin Světlík	
LOSSES AND HEAT IN HIGH-SPEED MACHINES	134
Martin Plaček	
COMPARISON OF TWO METHODS OF EVALUATION OF PHOTOVOLTAIC POTENTIAL FOR	
SELECTED AREA	138
Petr Loskot	
ROVER WITH DETEKTOR OF STEEL	142
Jana Lázničková	
AUTONOMOUS AIR QUALITY MEASUREMENT BY DRONE	146
Tomáš Řehořek	
ESTIMATION OF ELECTRICITY CONSUMPTION	151
Dominik Fuxa	
AIR QUALITY MEASUREMENT SYSTEM	155
Josef Komínek	
AFM OF HOPG: CASE STUDY OF HOPG MILLING	159

Magisterské projekty

M1 - Elektronika a komunikace, Komunikační technologie a informační bezpečnost	
Vojtěch Blažek	
SPORTTESTER WITH BLUETOOTH LE	164
Peter Cibik	T
PLATFORM	
Karel Kuchař, Eva Holasová	
AN APPROPRIATE STRATEGY FOR DETECTING SECURITY INCIDENTS IN INDUSTRIAL	
NETWORKS	172
Eva Holasová, Karel Kuchař	
SPECIFIC ANOMALY DETECTION METHOD IN WIRELESS COMMUNICATION NETWORKS .	176
Filip Kaučiarik	
COEXISTENCE OF LORA AND WI-FI IN THE 2.4 GHZ BAND	180
Lukáš Benešl	
INFLUENCE OF PHYSICAL PARAMETERS AND AGE OF POWER LINES ON PLC/BPL	
PERFORMANCE AND RELIABILITY	184
Jaroslav Bosela	100
DESIGN AND IMPLEMENTATION OF NETWORK COLLECTOR	189
V COMIKA DOUDKOVA MANACING DISKS ACCODDING TO ISO/IEC 27001	102
MANAOINO RISKS ACCORDING 10 ISO/IEC 2/001	192
ADVANCED PENETRATION TESTING OF OBFUSCATED ANDROID APPLICATIONS	196
M2 – Biomedicínské inženýrství a bioinformatika, Zpracování signálů, obrazu a dat I	
Tomáš Doležal	
OBJECT SHAPE RECONSTRUCTION BASED ON THE MAX(T,0)-PULSE RESPONSE	201
Zuzana Františová	
ONLINE DATABASE OF BACTERIAL SEQUENCE AND MELT TYPES	204
Barbora Budíková	
DEEP CONVOLUTIONAL NEURAL NETWORK MODEL FOR CLASSIFICATION OF ATRIAL	
FIBRILLATION	208
Ondřej Kašík	
SEGMENTATION OF RIBS IN THORACIC CT SCANS	212
	216
AUTUMATED HUMAN KEUUUNITIUN FKUM IMAGE DATA	210

M3 – Biomedicínské inženýrství a bioinformatika, Zpracování signálů, obrazu a dat II

Jakub Lázňovský	
CREATION OF PREMATURELY BORN INFANT AIRWAYS MODEL BASED ON X-RAY CT AND	
MRI SCANS2	221
Jana Schwarzerová	
REPRODUCIBLE ANALYTICAL PIPELINE FOR USING RAW RNA-SEQ DATA FROM NON-MOD	EL
ORGANISMS	225
Usevalad Ustsinau	
ANALYSIS OF THE TRAINING QUALITY OF BRAIN TUMOUR SEGMENTATION IN DEEP	
LEARNING THROUGH SIMILARITY	229

M4 – Kybernetika a automatizace

Michal Husák	
VIRTUAL TWIN FOR TESTBED INDUSTRY 4.0	234
Michal Hedl	
ELECTROCHEMICAL SENSORS FOR THE MEASUREMENT OF RELATIVE HUMIDITY AND	
THEIR SIGNAL PROCESSING	238
Vojtěch Matoušek	
REMOTE DATA DOWNLOADING FROM AUTOMOTIVE DIGITAL TACHOGRAPH	242
Vojtěch Míček	
NEURAL NETWORKS FOR VISUAL CLASSIFICATION AND INSPECTION OF THE INDUSTRI	AL
PRODUCTS	245

M5 – Silnoproudá elektrotechnika a elektroenergetika

Martin Šedina

STUDY OF THE POSSIBILITY OF USING TESLA'S TURBINE AS A SOURCE OF ENERGY	250
Petr Sedlák	
VARIANTS OF POSSIBLE PENETRATIONS OF MUNICIPALITIES BY PV SOURCES	254
Filip Reiskup	
POTENTIAL OF NON-FREQUENCY ANCILLARY SERVICES FOR A DISTRIBUTION SYSTEM	
OPERATOR	258
David Bracek	
TECHNICAL DESIGN OF EXTENSIVE OF OVERHEAD LINES BY HIGH VOLTAGE CABLES IN	1
GIVEN DISTRIBUTION AREA	262

M6 – Mikroelektronika a technologie

Samuel Dusek	
CHANNEL MERGING TECHNIQUES FOR IMPROVING DYNAMIC RANGE OF ± 10V SIGNAL	
CHAIN	266
Soňa Peterová	
NEW GEL ELECTROLYTES BASED ON COPOLYMERS FOR ELECTROCHEMICAL POWER	
SOURCES	270
Lukáš Zdražil	
DESIGN AND OPTIMIZATION OF SPECIAL LOW-LEVEL AMPLIFIER FOR MEASUREMENT	
OF AIR IONS	274
Martin Rusz	
BROADBAND PLC MODUL INTEGRATED IN POWER PLUG	278
Tereza Tkáčová, Jan Hrabovský	
MATERIALS FOR BIODEGRADABLE BONES BASED ON Fe	282
Tatiana Pisarenko	
CHARACTERIZATION OF PVDF NANOFIBERS CREATED BY THE ELECTROSPINNING	
METHOD	287
Jan Brodský	
WET ETCHING OF SiO ₂ AS SACRIFICIAL LAYER WITH INFINITE SELECTIVITY TO AL	292

Doktorské projekty

D1 – Elektronika a komunikace

Martin Kokolia	
ARTIFICIAL MAGNETIC CONDUCTOR-BASED MICROWAVE BUTTON ON TEXTILE	
SUBSTRATE	297
Petr Skryja	
THE SYSTEM FOR LASER BEAM TRACKING AND COMMUNICATION	302
Jaroslav Zechmeister MEASUREMENT OF ELECTRICALLY SMALL ANTENNAS	307
Erik Herceg	
INTRINSIC AND EXTRINSIC PARAMETERS OF GALIUM - NITRIDE TRANSISTORS	314
D2 – Biomedicínské inženýrství a bioinformatika, Zpracování signálů, obrazu a dat	
Jana Musilová	
HOMOLOGSEARCH: R PACKAGE FOR IDENTIFYING HOMOLOGOUS SEQUENCES BETW MODEL AND NON-MODEL ORGANISMS	EEN 320
Tomas Slunsky	
MULTICLASS SEGMENTATION OF 3D MEDICAL DATA WITH DEEP LEARNING	325
Jan Pospišil Compadison of dromining tooa geol ocation al coditiens for Low dowed	
WIDE-AREA NETWORK	
Martin Kiac	
CONTROL OF LABORATORY PROCESSES USING MODERN METHODS OF IMAGE	
PROCESSING	335
CDADE CONVOLUTIONAL NEUDAL NETWORKS FOR SENTIMENT ANALYSIS	240
ORAPH CONVOLUTIONAL NEURAL NETWORKS FOR SENTIMENT ANALISIS	
ATRIAL FIBRILLATION CLASSIFICATION USING DEEP CONVOLUTION NETWORKS	345
D3 – Kybernetika a automatizace I	
Šimon Billr	
HONEY BEE (APIS MELLIFERA) COLONY MONITORING METHODS WITH A POTENTIAL	
APPLICATION OF THE MACHINE INTELLIGENCE METHODS	351
Michal Kozubík	
INTERPRETING CONSTRAINTS IN FINITE CONTROL SET MODEL PREDICTIVE CONTROL	L356
Tomas Benesi Measuring and optimization methods of dorotic systems in a simulation	
ENVIRONMENT.	
Adam Ligocki; Aleš Jelínek	
TRANSFER LEARNING FOR DEEP CONVOLUTIONAL NEURAL NETWORK FROM RGB TO) IR
DOMAIN	
David Michalik	271
DRIVER BEHAVIOUR ANALISIS METHOD USING VEHICLE DRIVING SIMULATOR	
D4 – Kybernetika a automatizace II	
Vilém Kárský	
COMPARISON OF DISCRETIZATION METHODS	377
Tomas Sykora	
SMART MUVING STORAGE CONVEYOR	382

Tomáš Zemčík
OVERVIEW OF APPROACHES TO MULTISENSOR FUSION AS USED IN ADAS AND AV
Ondřej Baštán
DISTRIBUTED CONTROL FOR INDUSTRY 4.0
D5 – Silnoproudá elektrotechnika a elektroenergetika
DAVID SIMEK TEMPORAL DEVELOPMENT OF RELATIVE ARLATION OF PLASTICS IN MINIATURE CIRCUIT
BREAKER DURING SWITCHING PROCESS
Jan Koudelka
MODELLING OF SYNCHRONOUS MACHINE FOR STABILITY STUDIES IN PSCAD403
Petr Klíma
COMPARISON OF COPPER LOSSES OF LITZ WIRE AND PARALLEL WIRES IN HIGH SPEED
David Rura
DESIGN EXAMPLE OF RADIAL ACTIVE MAGNETIC BEARING FOR HIGH-SPEED MACHINE413
Tomáš Lažek
DESIGN OF GARAGE DOOR DRIVE WITH ASYNCHRONOUS MOTOR
Ján Mikláš Estimating the dowed bit excess chadge decompination time constant 422
Vít Krčál
A VALIDATION TOOL FOR THE VDIP METHOD FOR EARTH FAULTS LOCALIZATION AND ITS
EVALUATION
Taron Petrosyan
ANALYSIS OF VARIOUS CANDIDATE SALTS FOR MOLTEN SALT REACTOR APPLICATION BY
MCNP SOFT WARE
D6 – Teoretická elektrotechnika, fyzika a matematika
Evgeniva Korobko
ON SOLUTIONS OF A DISCRETE EQUATION OF EMDEN-FOWLER TYPE
Josef Pokorný
TOPOLOGY OF SELF GUIDANCE MACHINES FOR DETECTION AND WIRELESS CHARGING
WITH VARIABLE GAP AND SPIDER WEB COIL
H-FUNCTION FROM COMPARISON SCHUMANN-RUNGE BAND DATA IN WORLD
DATABASES
Tomáš Hejtmánek
DESIGN OF MEASURING AMPLIFIERS FOR MAGNETIC MEASUREMENT456
D7 – Mikroelektronika a technologie
Iuliia Veselkova
STUDY OF ELECTROCHEMICAL PROPERTIES OF GEL POLYMER ELECTROLYTE BASED ON
TETRAETHYL AMMONIUM SALT462
Nikola Avramović
HIBKID PKUIUCUL AWAKE MAC-802.IQBU IESIEK467 Martin Rúran
OPTIMIZATION AND INVESTIGATION OF THE FREE AIR BALL FORMATION OF THE GOLD
WIRE BOND
Adam Gajdos
PEROVSKITE SOLAR CELLS FABRICATION WITH PASSIVATION EFFECT OF HIGH MOBITITY

D8 – Komunikační technologie a informační bezpečnost

Tomas Caha	
APPLICATION FOR GEOLOCATION DATABASES	.484
Aneta Kolackova	
OPTIMALIZATION OF MOBILE ACCESS TRANSPORT NETWORK FOR 4G AND 5G	.489
Martin Holik	
STORAGE FOR GPON FRAMES	.494
Petr Dejdar	
CONTINUOUS DATA ACQUISITION BY MYRIO USED FOR MEASUREMENT OF POLARIZATIO	ЛС
TRANSIENT EFFECTS	.499
Ondřej Pospíšill	
CONTENT GAP ANALYSIS OF CURRENT CYBER-SECURITY CHALLENGES OF INDUSTRIAL	
CONTROL SYSTEMS	.504

In modern technology, exchanging information, experience, and contacts on a broad basis is the cornerstone of success. To promote this principal activity, the Faculty of Electrical Engineering and Communication, Brno University of Technology, has organized and hosted for a quarter of a century the **STUDENT EEICT**, a multifaceted symposium of young researchers in <u>e</u>lectrical <u>e</u>ngineering, information science, and <u>c</u>ommunication technologies. This year's **26th annual conference** continues the fruitful tradition of joining together creative students and seasoned science or research specialists and industry-based experts. Supervised by the Electrical and Electronic Association of the Czech Republic, the event involves multiple corporate partners, collaborators, and evaluators, whose intensive support and advice embody an invaluable asset for the entire EEICT community.

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

These Proceedings comprise 112 full papers grouped in chapters according to relevant topics and subdisciplines. The contributed manuscripts were first peer-reviewed and then submitted to the authors for correction or rearrangement; at present, the articles are ready to be defended before examiners including corporate specialists and academics.

Considering all the efforts and work invested, I hope that the 26th **STUDENT EEICT (2020)** will be successful and beneficial for all the participants and would like to thank the sponsors, experts, students, and collaborators, whose relentless energy enabled us to make the conference happen. I believe that the inspiration gathered during the event will contribute towards further rise of open science and research, giving all the attendees a chance to freely discuss their achievements and views.

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

Středoškolské projekty

FLYING WING FLIGHT CONTROLLER

Petr Kubica, Ondřej Koukal

Gymnázium a základní umělecká škola Šlapanice, příspěvková organizace E-mail: kubicapetr@email.cz

Supervised by: Roman Ondrůšek

E-mail: ondrusek@gslap.cz

Abstract: The aim of this work is to create a flying wing flight controller based on microcontroller Teensy 3.2 with emphasis on modularity and low price of used components.

Keywords: Flight controller; microcontroller; Teensy 3.2; flying wing; airplane model

1 ÚVOD

Cílem této práce bylo vytvořit řídící jednotku pro model letadla v konfiguraci samokřídlo jak z hlediska hardwaru, tak z hlediska softwaru. Proto jsme pro tento účel vyvinuli jednak zcela nový software pro řízení, jednak i prostředí pro jeho nastavení – tzv. Konfigurátor.

2 HARDWARE

2.1 MODEL LETADLA

Zvolili jsme uspořádání samokřídlo. Mezi největší výhody tohoto uspořádání patří velká plocha křídla a nízký aerodynamický odpor, což umožňuje dlouhou dobu letu a dobrou nosnost.

Oproti klasické konfiguraci křídel samokřídlo nemá směrovku. Zároveň kombinuje výškovku a křidelka do elevonů.

K testování jsme zpočátku využívali upravený model Sagita EPP od českého výrobce Reichard Modelsport a později jsme řídící jednotku přesunuli do modelu S800 Sky Shadow od čínského výrobce Reptile. K tomu nás přiměla snaha snížit množství turbulencí přesunutím elektroniky do uzavřeného vnitřního prostoru letadla, který model Sagita EPP nenabízel.

Na obrázku 1 je vidět fotografie hotového modelu letadla Reptile S800 Sky Shadow.



Obrázek 1: Model letadla.

2.2 MIKROKONTROLÉR

Námi vyvinutý software je určený pro desku Teensy 3.2. Tento mikrokontrolér má relativně velký výpočetní výkon a vysokou spolehlivost (ve srovnání s většinou desek Arduino), zároveň je energeticky účinný a lehký. Velkou výhodou je vestavěný regulátor napětí, který umožňuje napájení a komunikaci s komponentami v rozsahu od 3,3 V do 5 V. Díky tomu může fungovat i s kolísajícím vstupním napětím.

2.3 AHRS

Jedná se o zkratku pro Attitude and Heading Reference System (referenční systém letové polohy a kurzu). Poskytuje základní informace o orientaci modelu v prostoru.

AHRS je nutný pro všechny letové módy kromě základního módu elevon mix. Do softwaru jsme implementovali podporu desky GY-953, kterou jsme využili při testování.

2.4 Přijímač

Přijímač umožňuje komunikaci s ovladačem. Pro použití s naší řídící jednotkou musí podporovat modulaci PWM pro přenos hodnot jednotlivých kanálů. Pro využití funkcí řídící jednotky jsou nutné čtyři kanály (ovládání sklonu, náklonu a výkonu motoru, výběr letového módu).

2.5 BAROMETR

Poskytuje informace o nadmořské výšce na základě naměřeného atmosférického tlaku. Data získaná z barometru jsou využívána pouze pro letové módy držení nadmořské výšky a návrat domů. Software je otestovaný s modulem MS-5611 osazeným na desce GY-63.

2.6 GPS PŘIJÍMAČ

Poskytuje informace o poloze nutné pro letový mód návrat domů. Do programu je zabudovaná podpora desky Ublox NEO-6m. Tuto desku jme vybrali pro její popularitu a dostupnost. S mikrokontrolérem komunikuje přes sériovou linku.

Na obrázku 2 je zobrazena fotografie elektroniky řídící jednotky. Elektronika je umístěna za účelem kompaktnosti do dvou "polic". Tuto konstrukci jsme modelovali pomocí programu Autodesk Fusion 360 a poté tiskli na 3D tiskárně. Pro nás je výhodná z důvodu jednoduchého přístupu k součástkám, což je pro vývoj velká výhoda.



Obrázek 2: Elektronika řídící jednotky.

3 SOFTWARE ŘÍDÍCÍ JEDNOTKY

Desku Teensy 3.2 lze programovat pomocí dvou oficiálních frameworků. K dispozici jsou Arduino framework a framework mbed. Kvůli kompatibilitě jsme se rozhodli pro Arduino framework. K programování s využitím Arduino frameworku se využívá programovací jazyk C++.

4 LETOVÉ MÓDY

4.1 ELEVON MIX

Úkolem tohoto základního módu je pouze mapování vstupních dat z vysílače na polohu elevonů.

4.2 STABILIZACE

Tento mód reguluje PID regulátorem úhlové rychlosti v obou ovládaných osách letadla.

4.3 FLY-BY-WIRE

Fly-by-wire stabilizuje pomocí PID regulátoru aktuální náklon a sklon letadla.

4.4 DRŽENÍ NADMOŘSKÉ VÝŠKY

Tento letový mód, více známý pod anglickým "altitude hold" reguluje nadmořskou výšku letové hladiny. Náklon je regulovaný stejně jako v Fly-by-wire

4.5 NÁVRAT DOMŮ

Letový mód návrat domů (často uváděn pod jmény return to home, one key return atd.) má za úkol převzít kontrolu nad letadlem a vrátit se nad místo startu (například při ztrátě spojení s ovladačem).

5 KNIHOVNY

Níže uvádíme popis knihoven, které jsme vytvořili v rámci práce na tomto projektu.

5.1 GY953

Tato knihovna zajišťuje komunikaci s AHRS GY-953 přes rozhraní SPI. Knihovna je schopna načítat hodnoty gyroskopického senzoru, akcelerometru, magnetometru a kombinovaná data z GY-953. Posledních několik vzorků (podle nastavení) poté průměruje čímž kompenzuje vibrace letadla.

5.2 MS5611

Knihovna MS5611 zprostředkovává komunikaci s barometrem MS-5611 přes rozhraní I²C. Knihovna je schopna načíst kalibrace senzoru a hodnoty z teploměru a barometru. Tyto hodnoty poté kombinuje a kompenzuje vliv teploty na měření tlaku. Posledních několik vzorků tlaku (podle nastavení) průměruje a tím kompenzuje šum a vibrace na senzoru.

5.3 PIDLIB

Jedná se o knihovnu implementující PID regulátor a všechny k němu potřebné funkce.

5.4 LITTLEMATHS

Knihovna LittleMaths implementuje několik matematických funkcí. Jedná se o funkci pro řazení číselného pole, medián hodnot pole, průměr hodnot pole a vlastní funkci založenou na mediánu.

6 KONFIGURÁTOR

Pro možnost uživatelského nastavení, generování kódu a jeho nahrávání do řídící jednotky jsme sestavili grafické uživatelské prostředí – Konfigurátor.

Je napsaný v programovacím jazyce Java. K tvorbě rozhraní jsme použili framework JavaFX za použití knihoven ControlsFX a FontAwesomeFX rozšiřujících možnosti tvorby rozhraní. Dále jsme využili knihovnu Java Simple Serial Connector pro obsluhu sériové linky z Java programu.

V rozhraní lze nastavit následující části řídící jednotky:

- Použité součástky
- Kalibrace přijímače
- Letové módy

Součástky a letové módy mají přiřazeny parametry, kterými lze měnit jejich vlastnosti. Dále rozhraní obsahuje terminál, který lze použít ke komunikaci s mikrokontrolérem přes sériovou linku a ke zobrazení výstupů externích skriptů. Výstupem Konfigurátoru je zdrojový kód programu, zajišťující funkci řídící jednotky. Ten je možno v Konfigurátoru přímo zkompilovat a nahrát do mikrokontroléru řídící jednotky (pomocí programu PlatformIO), nebo dále ručně upravit.

6.1 MOŽNOSTI ROZŠÍŘENÍ

K rozšíření jsou využity soubory ve formátu XML. Jejich struktura závisí na typu modulu – součástka, letový mód. Texty využité v rámci XML souboru lze lokalizovat použitím textových řetězců, které jsou součástí konfigurátoru. To je využito u zabudovaných částí.

7 REALIZACE

Prvním krokem projektu bylo vytvořit funkční model letadla. Model Sagita EPP jsme vybrali proto, že byl rychle dostupný a relativně levný, což byl celou dobu náš hlavní cíl. Zpočátku byla řídící jednotka zodpovědná pouze za přepočet dat z příjímače na polohu servo motorů.

Po otestování jsme začali vývoj pokročilejšího systému, který by podporoval více letových módů. První dva implementované letové módy byly Stabilizace a Fly-by-wire, protože využívaly nezpracovaná data přímo z AHRS.

Po dokončení těchto letových módů jsme naprogramovali Držení nadmořské výšky. Náročnější to bylo z důvodu potřeby kombinovat data z AHRS a barometru. Rozhodli jsme se pro algoritmus založený na již hotovém Fly-by-wire. Ten má sklon (pitch) navázaný na odchylku od cílové letové hladiny a náklon (roll) na vstup z ovladače.

Nejnáročnějším letovým módem byl Návrat domů. Mód jsme založili na již hotovém Držení nadmořské výšky. Rozdílem pak je, že je náklon (roll) navázaný na azimut k cíli. Letová hladina je pevně nastavená předem, takže se k ovládání letadla nevyužívá žádný vstup z přijímače.

Po vytvoření funkční řídící jednotky jsme začali vývoj Konfigurátoru. Vzhledem k podstatě tohoto programu byl vývoj bez významnějších milníků. Až jsme dokončili konfigurátor, mohli jsme začít s převodem hotové řídící jednotky do XML souborů popisujících dané části řídící jednotky.

8 ZÁVĚR

Námi vyrobená řídící jednotka splňuje všechny požadavky pro reálné využití. Oproti tradičním řídícím jednotkám má větší hmotnost, ale je jednoduše upravitelná a modulární.

Výstupem této práce je konfigurátor řídící jednotky a pět knihoven. Celkový rozsah zdrojového kódu je přes 12000 řádků.

Zdrojové kódy a dokumentace v angličtině (včetně novějších verzí) jsou dostupné na adrese <u>https://github.com/cubicap/OpenWing</u>.

REFERENCE

- [1] Simple Serial Connector 2.8.0 [online]. [cit. 2019-02-21]. Dostupné z: https://github.com/scream3r/javasimple-serial-connector
- [2] ControlsFX 8.40 [online]. [cit. 2019-02-21]. Dostupné z: https://github.com/controlsfx/controlsfx
- [3] FontAwesomeFX 8.9 [online]. [cit. 2019-02-21]. Dostupné z: https://bitbucket.org/Jerady/fontawesomefx
- [4] TinyGPS++ [online]. [cit. 2019-02-21]. Dostupné z: https://github.com/mikalhart/TinyGPSPlus

PORTABLE GAME CONSOLE

Michal Majíček, Šimon Mahdal

Technical, Hotel and Nursing Secondary School Uherské Hradiště (4th grade) E-mail: 16emajicekmi@student-uh.cz, 16emahdalsi@student-uh.cz

Supervised by: Petr Hanáček

E-mail: petr.hanacek@ssphz-uh.cz

Abstract: We wanted to create our own working portable game console out of Raspberry Pi. Goal of our work was to make the device controller friendly (Except operating system Raspbian, which is designed to be used with mouse and keyboard) and portable enough so it could be used on LAN party.

Keywords: game console, Raspberry Pi, Lakka, Raspbian, LibreELEC, fight stick,

1 ÚVOD

Cílem našeho projektu bylo vytvořit přenosnou herní konzoli. K výrobě daného zařízení nás vedl zájem o retro počítačové hry a možnost vytvoření zařízení dle našich představ. Nejprve jsme si stanovili, ze kterých komponentů se bude naše herní zařízení skládat a jak se bude ovládat. Řídící jednotku tvoří Raspberry Pi 4. K ovládání se používá joystick a tlačítka. Dále jsme přidávali komponenty, které zajišťují chod konzole a zlepšují činnost konzole podle našich představ.

Základem pro systém herní konzole je deska Raspberry Pi 4. Jedná se o mikropočítač, který dokáže zajistit svým výkonem plynulé hraní arkádových her. Primárním ovládáním je tzv. "fight stick" – sada ovládání používaná dříve v herních kabinetech. K danému zařízení lze připojit i myš a klávesnici pro snadnější ovládání.

Softwarovou část zařízení tvoří trojice systémů založených na bázi Linuxu. Jedná se o systémy Raspbian, LibreELEC a Lakka, které jsou optimalizovány speciálně pro náš model Raspberry Pi. Každý systém má své přednosti, a proto jsme zvolili kombinaci těchto systémů pro naši aplikaci. Dané zařízení je navrženo i jako multimediální centrum s podporou doplňků Kodi.

2 ZÁKLADNÍ KOMPONENTY

Projekt vyžadoval nemalé množství komponentů, které jsme museli nakoupit, popřípadě sami upravit tak, aby vyhovovaly našim představám.

2.1 Řídící jednotka

Řídící jednotkou jsme zvolili Raspberry Pi 4B. Je to mikropočítač, který dokáže plnohodnotně nahradit kancelářský počítač.

2.2 OVLÁDACÍ PRVKY

Jedná se o sadu spínacích tlačítek, které slouží k hraní her, ale zároveň jsou nedílnou součástí ovládání menu jednotlivých operačních systémů. Ke každému tlačítku je přivedena dvojice kabelů, která je připojena na enkodér. Jedná se o zařízení, které má možnost 8 stavů. Tímto se ovládá pohyb postavy ve hře, ale i menu v operačním systému. K joysticku je přiveden konektor s pěti vodiči, který je propojen s enkodérem.

2.3 DOPLŇKY

Reproduktory máme integrované v boxu, abychom je nemuseli při přenosu neustále odpojovat a připojovat. Jejich výkon činí 6W, jsou připojeny k Raspberry Pi pomocí jack 3,5 mm a lze je ovládat pomocí ovladače hlasitosti. Jsou zde kvůli zvuku z her i pro přehrávání různých mediálních aplikací jako je například YouTube.

Pro chlazení Raspberry Pi jsme použili ventilátor, který zároveň zajišťuje cirkulaci vzduchu v celém boxu. Jelikož jeho napájecí napětí je 12V DC a Raspberry Pi dodává z jeho pinů maximální napětí 5V DC, museli jsme použít měnič napětí, abychom nemuseli používat samostatný další zdroj jen pro ventilátor. Měnič nám také umožňuje nastavovat otáčky ventilátoru dle naší potřeby. Výstupní napětí jsme díky reostatu nastavili na takové napětí, aby ventilátor byl schopen vyšších otáček a zároveň měl nízkou hlučnost.

Napájecí zdroj pro náš systém je vybaven koncovkou USB-C. Vstupní napětí je 100-240 V, 50/60 Hz. Výstupní napětí je 5,1 V. Maximální proudové zatížení je 3 A.

3 KONSTRUKČNÍ BOX

Rozměry konstrukčního boxu jsme zvolili 360 x 240 x 70 mm (délka x šířka x výška). Volba byla provedena tak, aby uvnitř bylo co nejvíce prostoru pro jednotlivé komponenty a zároveň box nebyl příliš rozměrný. Při návrhu jsme rovněž dbali na ergonomičnost a jednoduché ovládání. Návrh boxu jsme provedli v programu ProfiCAD.

Jako základní materiál konstrukčního boxu jsme použili Glastic. Tento materiál má dobré konstrukční a izolační vlastnosti. Ke spojení jednotlivých částí konstrukčního boxu jsme použili kovové úhelníky a šrouby s maticí.

Při osazování jednotlivých komponent jsme museli postupovat systematicky a s velkou přesností, aby dané věci mohly být správně umístněny.



Obrázek 1: Vnitřní uspořádání komponent v boxu

4 OVLÁDACÍ SOFTWARE

Náš původní plán byl do zařízení nainstalovat systém RetroPie, který má všechny námi požadované vlastnosti jako je vestavěné multimediální centrum Kodi, podpora herního ovladače, herní prostředí EmulationStation. Bohužel tento systém v době vývoje naší konzole není plně podporován nejnovějším Raspberry Pi 4. Z toho důvodu jsme byli nuceni použít více systémů, z nichž každý zastupuje jednu z hlavních žádaných funkcí.

4.1 RASPBIAN

Systém Raspbian jsme použili jako naše hlavní desktopové prostředí. Je oficiálně podporován nadací Raspberry Pi Foundation jako primární operační systém pro jednodeskové počítače z rodiny Raspberry Pi. Byl vytvořen Mikem Thompsonem a Peterem Greenem jakožto nezávislý projekt. Je stále v aktivním vývoji. Používá jako hlavní desktopové prostředí PIXEL.[1]

4.2 LIBREELEC

LibreELEC je hardwarově nenáročným systémem založeným na Linuxu. Byl vytvořen za účelem užití s populárním multimediálním centrem Kodi. Práce na projektu, původně nazývaného OpenELEC, začaly již v březnu roku 2016. Od té doby se název a také vývojářský tým projektu změnil, ale jejich cíl zůstal stejný. Dnes je systém LibreELEC možné nainstalovat na desítku různých zařízení. Jeho základ je taky použit v systému Lakka. [2]

4.3 LAKKA

Poslední námi zvolený systém je Lakka. Je založena na jádru libRetro a s prostředím Retro Arch. Tento systém bude zastupovat herní část naší konzole. Díky front-endu Retro Arch je nastavení emulátorů jejich ovládání vcelku jednoduché. Bohužel z důvodu jedné z prvních stabilních verzí systému, jsou přítomny drobnější chyby, které budou v budoucnu snad opraveny. [3]



- 1 páčka (joystick) fight sticku
- 2 tlačitka fight sticku
- 3 napájecí adaptér

Obrázek 2: Horní pohled na herní konzoli



- 1 průduch ventilátoru
- 2 dodatečná tlačítka fight sticku

Obrázek 3: Pohled na pravou stranu konzole

5 ZÁVĚR

Na začátku projektu jsme si stanovili jasný cíl a za ním jsme si šli. Podařilo sestavit a zprovoznit herní konzoli. Práce na návrhu a výrobě probíhaly v jednotlivých krocích. Postupně jsme museli řešit několik problémů a přizpůsobit dané zařízení tak, aby vyhovovalo našim představám a taky reálným možnostem, co se týče komponent a ovládání. Řešení problémů a jejich vyřešení bylo pro nás přínosné. Spousty věcí jsme se díky tomu naučili a získali větší zkušenosti z oblasti konstrukce a softwaru.

Dané zařízení je zcela bezpečné. Použité materiály a komponenty splňují všechny bezpečnostní a hygienické předpisy. Zařízení je napájeno napětím z elektrické sítě 230V / 50Hz, nehrozí nebezpečí úrazu i díky nevodivosti použitého materiálu použitého pro konstrukční box. Zařízení je navrhnuto tak, aby je mohl ovládat prakticky kdokoliv, rozmístění ovládacích prvků konzole je ergonomické.

Zařízení funguje jako herní konzole, která je pevná, relativně přenosná a praktická. Dané zařízení může být využito místo kancelářského stolního počítače i jako multimediální centrum. Celková výroba našeho zařízení cenově vyšla na 2900 Kč.

Jsme spokojeni, že se nám dané zařízení podařilo zkonstruovat a plně zprovoznit a můžeme ho využívat pro náš stanovený účel.

REFERENCE

- [1] Teach, Learn, and Make with Raspberry Pi [online]. [cit. 2020-02-04]. Dostupné z: https://www.raspberrypi.org/
- [2] LibreELEC [online]. [cit. 2020-02-04]. Dostupné z: https://libreelec.tv/
- [3] Lakka The DIY open source retrogaming emulation console [online]. [cit. 2020-02-04]. Dostupné z: https://www.lakka.tv/

MEASUREMENT OF PHYSICAL QUANTITIES AND THEIR LONG-DISTANCE TRANSMISSION USING LORA MODULES

Petr Smažinka

Gymnázium Brno-Řečkovice (7) E-mail: petr.smazinka@seznam.cz

Supervised by: Petr Marcoň

E-mail: marcon@feec.vutbr.cz

Abstract: This paper discusses wireless transfer of physical quantities using the LoRaWAN network. Specifically, it acquaints readers with the problematics of long-distance carbon dioxide measurement and data transfer through the LoRaWAN network. The main goal is to describe particular components of a LoRa system that provides such transmission. This system is comprised of a carbon dioxide sensor attached to a LoRa module which sends its data to a LoRa gateway every two minutes. The gateway then resends the gathered information to a LoRa server where it is converted into a JSON format and sent to an API client. Afterwards, the data is uploaded into a database and it is put into context with preceding measurements utilising a graph. The system then compares the latest measurement with the set carbon dioxide concentration limit and displays the result using an array of red/green LED diodes, depending on whether the limit was exceeded or not.

Keywords: LoRa gateway, LoRa modules, LoRa server, wireless transmission of physical quantities, long distance, carbon dioxide

1 ÚVOD

V posledních letech se čím dál více pozornosti obrací na životní prostředí. Sleduje se koncentrace CO_2 , průměrná teplota, vlhkost a mnoho dalších veličin. Článek se zabývá stavbou funkční sestavy systému, který je schopen sbírat v reálném čase data o koncentraci CO_2 z několika senzorů na velkém území a tato čísla následně vyhodnocovat, avšak v práci se modelově pracuje pouze s jedním senzorem.

Pro přenos dat byla zvolena síť LoRaWAN¹, kterou řadíme do LPWAN² sítí (vyžadují minimum energie pro přenos dat a dokážou pokrýt velké území)^[11]. Dosah sítě se pohybuje v jednotkách kilometrů v zástavbě, v otevřené krajině i desítky kilometrům. Jednotlivé moduly mohou být napájeny bateriemi, které v závislosti na intervalu měření jsou schopny fungovat i několik let.^[2]

2 NÁVRH SYSTÉMU

Jak již bylo zmíněno v sekci úvod, cílem článku je seznámit čtenáře s technologií LoRa³ a vytvořenou koncepcí, která dokáže pružně reagovat na změny koncentrací CO₂ v krajině a v reálném čase zavádět opatření, aby se tato množství již nezvyšovala. V praxi by to znamenalo, že by byly v krajině, ale i ve městech, rozmístěny stovky LoRa modulů, které by průběžně měřily situaci v daném místě a hodnoty bezdrátově odesílaly pomocí technologie LoRa do bran. Z těch by se data odesílala na vlastní server. Po jejich vyhodnocení by se v případě překročení limitů poslal pokyn

¹ LoRaWAN – komunikační protokol využívající síť LoRa

² LPWAN (low power wide area network) – bezdrátové sítě, které dokážou pokrýt velké území při současné nízké spotřebě koncových bodů

³ LoRa – bezdrátový systém spravovaný organizací LoRa Alliance[®], označení fyzické vrstvy sítě

do přijímacích modulů, které by například zakázaly změnou silničního značení do daného území vjezd vozidlům se spalovacími motory anebo by bylo zavedeno jiné opatření, aby se situace dále nezhoršovala.

Zavádět jakákoliv opatření pouze na základě jednoho ukazatele je nedostačující, proto předpokládám začlenění své práce do systému inteligentní dopravy – množství CO_2 by byl pouze jeden z rozhodovacích aspektů (spolu s hustotou dopravy, aktuálními mimořádnostmi).

2.1 POPIS FUNKCE

Základem sytému je čidlo CO₂ měřící množství tohoto plynu v okolí v jednotkách ppm (parts per million = počet částice na milion), které je připojeno k modulu Arduino UNO. Na obrázku 1 je tato dvojice souhrnně označena jako Senzor CO₂. Každé dvě minuty vyšle Arduino příkaz pro změření koncentrace oxidu uhličitého v okolí. Aktuální hodnotu pak zakóduje do šestnáctkové soustavy a vyšle pomocí antény po síti LoRaWAN do nejbližší LoRa brány. Zde je informace zpracována a putuje po síti ethernet (dá se samozřejmě použít i jiná síť, případně kombinace více způsobů, článek se zabývá pouze modelovým řešením) na centrální server. Zde se shromažďují všechna data ze všech LoRa bran začleněných do tohoto systému. Server ovšem nenabízí možnost vyhodnocení, informace je proto nutné přeposlat po síti ethernet do API klienta, který provede jejich vyhodnocení a v případě překročení určitého limitu zavede určené opatření (např. změna dopravního značení). API klient je v řetězci nutný, neboť LoRa Server od firmy Chirpstack, se kterým pracuji, neumožňuje ukládání přijatých dat, nabízí pouze jejich sledování v reálném čase nebo externí přeposílání.

Jelikož se příspěvek zabývá pouze modelovým zprovozněním navrženého systému, došlo v realizaci oproti obrázku 1 k významné změně v podobě sloučení LoRa brány a centrálního serveru a jejich společné instalaci na jedno zařízení Raspberry Pi 3B+.



Obrázek 1: Schéma komunikace jednotlivých zařízení v praktickém nasazení.

3 REALIZACE

V následujících podkapitolách jsou podrobněji popsány jednotlivé části systému prezentované na obrázku 1.

3.1 LORA GATEWAY + LORA SERVER

K realizaci bylo využito modulů obsažených v sadě RAK 831 LoRaWAN Starter Kit, konkrétně desky Raspberry Pi 3B+, LoRa Converter Board a LoRa Concentrator Board, z nichž byla sestavena LoRa Gateway, viz obrázek 2 vlevo. Na toto zařízení byl rovněž nainstalován LoRa server od firmy Chirpstack skládající se ze tří hlavních komponent – LoRa Bridge (most mezi bránou a serverem), LoRa Server (samotný server) a LoRa Appserver (webové rozhraní spravující server).

3.2 LORA SENZOR

Jako vysílací prvek je používán modul LoRaWAN Arduino UNO od firmy Arduinotech, jehož výhodami jsou příznivá cena (1209 Kč) a propracovaná dokumentace. Proudový odběr modulu ve vysílací špičce činí sice 120 mA, ta však trvá jen 5 ms. Většinu času je zařízení v režimu spánku, ve kterém odebírá 40 µA.^[3]

Základem modulu je integrovaný obvod RN2483 od společnosti Microchip společně s mikročipem MCU ATmega328, na kterém je nainstalován bootloader Arduino UNO. Oproti klasické desce Arduino UNO má méně pinů, neboť se předpokládá, že bude napájen baterií, a proto jsou některé možnosti modulu redukovány. Velkou výhodou je však překvapivě malá velikost modulu. K připojení k počítači je potřeba převodník, programování probíhá ve vývojovém prostředí Arduino IDE.

K modulu je připojen senzor CO_2 od firmy Diymore, u kterého byl zvolen analogový výstup, aby mohla být na server odeslána přesná hodnota, nikoliv pouze informace o případném překročení limitní hodnoty. Tento způsob je výhodný také v tom, že změna limitní hodnoty může probíhat na straně serveru, není proto nutné ručně přenastavovat jednotlivé moduly. Do modulu byl nakonec nahrán program, který každé 2 minuty změří koncentraci CO_2 v okolí a toto číslo pošle po síti Lo-Ra přes LoRa bránu na LoRa server. Kompletní senzor je znázorněn na obrázku 2 vpravo.





3.3 API KLIENT

Jako poslední zařízení byl zprovozněn API klienta (viz obrázek 3 vlevo). Jeho vytvoření bylo nezbytné, neboť LoRa Server data neukládá a po zpracování je ihned maže, nabízí ovšem možnost tato data přeposlat. Základem zařízení je modul Raspberry Pi 3B+, na kterém je nainstalovaný Apache server, PHP, MySQL databáze a pro servisní účely i balíček phpMyAdmin. Dále byly na GPIO sběrnici připojeny 3 RGB LED diody zapojené paralelně, které slouží jako výstupní světelná signalizace. Následně byl vytvořen program v jazyce php, který data přeposlaná z LoRa Serveru (ve formě JSON) zpracuje a s aktuálním časovým razítkem uloží do databáze. V téže chvíli dojde k vyhodnocení aktuální hodnoty CO₂ a rozsvícení diod do odpovídající barvy (červená/zelená) v závislosti na tom, zda došlo k překročení limitní hodnoty. Nakonec došlo s využitím knihovny Chart.js k vytvoření webové stránky běžící na Apache serveru na API klientovi zobrazující křivkou v grafu historii hodnot CO₂, viz obrázek 3 vpravo.



Obrázek 3: API klient s indikačními RGB diodami vlevo, výstupní graf průběhu hodnot CO₂ ve vytvořeném webovém prostředí vpravo.

4 ZÁVĚR

Příspěvek přináší popis funkčního systému pro měření CO₂. Mezi hlavní části patří LoRa Gateway a na ní nainstalovaný LoRa Server. Pro nasazení do ostrého provozu by bylo vhodné umístit zařízení do hliníkové krabičky. Článek rovněž popisuje modul LoRaWAN Arduino UNO (a k němu připojený senzor CO₂) pomocí něhož došlo k přenosu dat. Jako další možné vylepšení se jeví nahrazení senzoru oxidu uhličitého jiným čidlem s nižším proudovým odběrem. Nakonec došlo k postavení vlastního API klienta, který přijatá data v reálném čase vyhodnocuje (rozsvícením červené nebo zelené barvy u RGB diod) a ukládá do databáze, ze které jej získává php skript, jenž je pomocí javascriptové knihovny Chart.js zobrazuje do přehledného grafu.

Celá práce se věnuje pouze jednomu konkrétnímu využití – přenosu informací množství CO₂ v krajině. Uplatnění však již nyní nalézá v mnoha odvětvích a další stále přibývají. Mezi příklady bych zařadil dálkový odečet vodoměrů, chytrá města případně přenos dat v oblasti průmyslu 4.0, kde spousta úkonů je řešena plně automatizovanými procesy opatřenými vlastní zpětnou vazbou a kontrolou.

Jelikož je systém plně funkční, dal by se tento model zavést i ve větším měřítku. Narozdíl od tohoto zjednodušeného schématu by však množství CO₂ nemělo být rozhodujícím kritériem při změně dopravního značení, ale pouze jedním z mnoha. Nutnou podmínkou jsou však chytré semafory, které pružně reagují na různá kritéria: množství aut ve městě, průjezdnost jednotlivých komunikací, množství CO₂ a další. Koncentrace CO₂ by se tak stala pouze další sledovanou veličinou. K určování hustoty provozu by se mimochodem daly použít LoRa trackery (LoRa Wistrio – součást sady RAK831), kterými by byla opatřena všechna auta.

REFERENCE

- [1] What is LoRa® Semtech [online]. Camarillo: Semtech, ©2020 [cit. 2020-01-11]. Dostupné z: https://www.semtech.com/lora/what-is-lora
- [2] Internet of Things part 3: LPWAN technologies. Rompagroup [online]. Tilburg, 2018 [cit. 2019-12-01]. Dostupné z: https://www.rompagroup.cz/novinky/internet-of-things-part-3-lpwan-technologies.aspx
- [3] LPWAN LoRaWAN, Sigfox vítejte v IoT! Arduinotech [online]. Kunčice pod Ondřejníkem: Petr Foltýn, ©2020, 2016 [cit. 2020-01-14]. Dostupné z: https://www.arduinotech.cz/inpage/lpwan-lorawan-sigfox-vitejte-v-iot/

TESTING DEVICE FOR OPTICAL TRANSFER OF THE SOUND

David Zimniok

Střední průmyslová škola elektrotechnická Havířov (4), Informační technologie

E-mail: zimniokd@gmail.com

Supervised by: Ladislav Opiol

E-mail: opiol.spsehavirov@iskola.cz

Abstract: This paper deals with the design of an audio tester, focused on the conversion from an analogue signal to the digital signal going through Toslink cable. My design use ARM microcontroller, which generates the harmonic audio signal. This signal will go through a connected AD converter. The circuit receives this signal and microcontroller do FFT analysis. After testing frequencies among 20Hz and 20.000Hz, microcontroller puts all results of FFT analysis to one plot, represented by points. These points are sent by serial line to the computer.

Keywords: microcontroller, LCD display, ARM, AD converter, audio, signal processing, frequency response, TOSLINK cable, DIR 9001

1 ÚVOD

Cílem projektu je vytvořit zařízení, které umožní ukázat vliv vzorkovací frekvence na výstupní signál AD převodníku s TOSLINK výstupem, a také umožní naměřit jeho přenosovou charakteristiku. Zařízení má sloužit jako generátor, který je možno připojit k AD převodníku a následně na počítači zobrazit výsledky převodu. Projekt se skládá ze tří hlavních části: mikroprocesoru ARM, který řídí a vyhodnocuje naměřená data; generátoru harmonického audio signálu a převodníku digitálního signálu na formát I2S. Pro převod digitálního signálu na signál ve formátu I2S je využit komerčně dostupný převodník firmy Texas Instruments DIR 9001. Výstupní signál je generován vestavěným DA převodníkem, a následně podpůrnými analogovými obvody je odstraněn offset a je vyfiltrován. Schéma návrhu je uvedeno na Obrázku 1.



Obrázek 1: Grafické schéma zapojení zařízení pro testování digitálního přenosu audio signálu

Ovládání testeru probíhá přes připojenou klávesnici. Zařízení umožňuje proměření digitální části obvodu pomocí harmonického signálu a následné zobrazení pomocí open source programu Telemetry Viewer – grafická interpretace dat ze sériové linky (vliv vzorkovací frekvence na výsledný signál) a naměření frekvenční přenosové charakteristiky. Sériová linka slouží pouze pro příjem informací. Dále je možno využít obvod jako samostatný generátor harmonického signálu s frekvencí 1kHz a 10kHz.

2 GENERÁTOR HARMONICKÉHO SIGNÁLU

Pro generování signálu je využit 12-cti bitový převodník mikroprocesoru ARM. V rámci návrhu jsem testoval dvě možnosti generování. První možností bylo generování pomocí systému Direct Digital Synthesis, který se díky proměnnému počtu vzorků ukázal jako nevyhovující. Druhou možností, co jsem testoval, bylo generování konstantního počtu vzorků a měnění dělícího poměru frekvence pro generování. Celý proces, proto aby nezatěžoval procesor, využívá systému Direct Memory Access.

2.1 NASTAVENÍ VÝSTUPNÍ FREKVENCE

Jak jsem uvedl výše, k nastavení výstupní frekvence využívám děliče vstupní frekvence pro DA převodník. Dělicí poměr je pro každou frekvenci zvlášť vypočten dle rovince 1.

$$PSC = \frac{\frac{f_{mikroprocesoru}}{d\check{e}li\check{c}\ pro\ sb\check{e}rnici\ s\ DAC}}{f_{generováného\ signálu} \times \ počet\ vzorků}$$
(1)

Generuji 300 vzorků, a registr pro dělení frekvence na sběrnici s DAC je nastaven na hodnotu 2. Frekvence jádra mikroprocesoru je 84MHz. Generátor má generovat signály s frekvencemi pro audio p ásmo, čili od 20Hz do 20KHz.

2.2 ODSTRANĚNÍ OFFSETU

DA převodník je schopen generovat pouze kladné hodnoty. Z toho důvodu je k generovanému signálu přičten offset, který je třeba na výstupu DA převodníku odečíst. K odstranění stejnosměrné složky využívám operační zesilovač v součtovém zapojení. Na invertující vstup je přiveden harmonický signál a na neinvertující vstup hodnota offsetu. Viz Obrázek 2.



Obrázek 2: Schéma zapojení operačního zesilovače pro odstranění offsetu a měřené hodnoty za 2. - invertující zesilovačem

V návrhu je využit zesilovač LM358, který se ukázal být nevyhovující z důvodu velkého přechodového zkreslení. Nahradil jsem ho zesilovačem LM833. Dále je ještě za zesilovač zařazen další, který má za úkol invertovat signál.

2.3 VÝSTUPNÍ FILTR

Z důvodu, že signál nemusí být ideální sinus, rozhodl jsem se dát před výstup rekonstrukční filtr. Jedná se LC článek. Filtr byl navržen tak, aby začal tlumit signál od 30KHz. Filtr byl změřen, a výsledek měření je uveden na Obrázku 3. Na témže obrázku – Fast Fourierova Transformace signálu za filtrem, je vidět zřejmý útlum mezi frekvenci 20KHz a dalšími superponovanými signály minimálně -30dB.



Obrázek 3: Naměřený útlum filtru, FFT analýza signálu (20KHz) za filtrem

2.4 DATA PRO GENEROVÁNÍ SIGNÁLU

Generována data počítám jako sinus pro 300 různých úhlů z periody. Do rovnice jsou přidány korekční parametry - pro korekci amplitudy tak, aby vždy signál za filtrem měl stejnou hodnotu efektivního napětí – v mém případě 700mV.

3 MĚŘENÍ A ÚPRAVA DIGITÁLNÍHO SIGNÁLU

Pro převod signálu využívám obvod DIR9001. K indikaci chyb obvod obsahuje port pro LED diodu. Pokud obvod nerozpozná platný formát signálu dle protokolu S/PDIF (ztráty na vedení, poškozené vedení), LED dioda se rozsvítí. Výhodou tohoto obvodu je, že dokáže sám detekovat vstupní frekvenci a pracovat s ní.

3.1 PROTOKOL I2S

Data jsou z obvodu do mikroprocesoru přenášená pomocí protokolu I2S. Tento protokol využívá 3 vodiče. V přenosu je určen master a slave. V mém případě je mikroprocesor master, proto generuje hodinový signál pro synchronizaci přenosu. Dále pomocí portu seriál data jsou vysílána data z převodníku na mikroprocesor. Jsou to 24-bitová data ve 32-bitovém formátu. Posledním portem je Word Select, který je vysílán převodníkem, a signalizuje vyslání dat pro levý nebo pro pravý kanál.

3.2 MĚŘENÍ VLIVU VZORKOVACÍ FREKVENCE NA VÝSTUPNÍ SIGNÁL

Pro toto měření, v nabídce jednodušeji nazváno osciloskop, je nutné připojit přípravek přes sériovou linku k počítači. Doporučuji využití open-source softwaru Telemery Viewer, který slouží ke grafickému zobrazení dat vyslaných na sériový kanál.

Principem měření je zobrazit výstup AD převodníku (měřeno na 52 frekvencích v intervalu 20Hz až 20kHz), kde při vyšších frekvencích signálu a nejčastějších vzorkovacích frekvencích (44,1kHz, 44kHz) dochází ke zkreslení. Sice zařízení neumožní porovnat 2 převodníky, ale vycházím z toho, že na vstup byl vyslán harmonický signál, který bychom měli zpět přijmout. Na sériovou linku je vyslán přijatý digitální signál.

3.3 MĚŘENÍ FREKVENČNÍ PŘENOSOVÉ CHARAKTERISTIKY

Cílem měření je vyslání 52 harmonických signálu s různou frekvencí, pro které je následně spočtena efektivní hodnota. Beru v úvahu, že na vstup převodníku byl přiveden vždy identický signál (viz 2.4), a proto počítám přenos jako $a_u = 20 \times LOG(V_{RMS})$.

Výsledek tohoto měření je vyslán na sériový kanál. Následně je možno tato data interpretovat v tabulkovém procesoru. Data je vhodné vložit do grafu tak, aby na ose x byla frekvence a na ose y přenos. Vznikne tak křivka ukazující závislost zesílení/útlumu na frekvenci.

4 OSTATNÍ PERIFERIE A MIKROPROCESOR AMR

K řízení celého měření je přidána maticová klávesnice a 20 znakový, 4 řádkový alfanumerický LCD displej. Pro spojení s počítačem je také použit obvod MAX232, který převádí sériová data z mikroprocesoru na napěťové úrovně definované normou pro RS232.

4.1 MIKROPROCESOR ARM

Jedná se o architekturu, ze které jsem vybral konkrétní procesor, a to STM32F407VG. Z důvodu jednoduchosti programování a nízké ceny jsem zvolil variantu, kde tento procesor je propojen s dalšími periferiemi, jako například: zesilovač, tlačítka, takže není nutné zajišťovat podpůrné obvody pro procesor (generátor hodinových pulzů, stabilizátor napájení), označenou jako STM32F407Discovery.

5 VÝSLEDNÉ ZAPOJENÍ

Vzhledem k tomu, že projekt je teprve ve fázi odlaďování, a že nemám k dispozici žádné podobné zařízení, které by sloužilo jako referenční přístroj ke kalibraci, ani více AD převodníků, nevytvářel jsem vlastní tištěný plošný spoj a projekt je vytvořen na univerzálních pájecích plošných spojích. Toto může například ovlivnit generované signály, protože není možné na tomto typu desek projekt sestavit tak, aby nedocházelo k rušení například z napájecích větví.



Obrázek 4: Výsledné zapojení, nabídka na LCD displeji

6 ZÁVĚR

Výsledkem tohoto projektu je z části automatizovaný tester AD převodníků určených pro audio. Toto zařízení bude možno použít pro otestování kvality převodu signálu, vlivu vzorkovací frekvence na přenášenou frekvenci ale také jako generátor harmonického signálu s frekvencí 1KHz a 10KHz. Dalším možným použitím je například výuka vzorkování signálu, kdy tento převodník demonstruje například na 48KHz a signálu 20KHz splnění Schanon-Kotělnikova teorému, ale signál je značně deformován.

REFERENCE

- [1] Reference manual STM32F407 [online]. February 2019 [cit. 2020-03-14]. RM0090 Rev 18 Dostupné online na: https://www.st.com/content/ccc/resource/technical/document/ reference_manual/3d/6d/5a/66/b4/99/40/d4/DM00031020.pdf/files/DM00031020.pdf/jcr:con tent/translations/en.DM00031020.pdf
- [2] Katalogový list DIR 9001 [online]. May 2015 [cit. 2020-03-14]. SLES198A Rev 1 Dostupné online na: http://www.ti.com/lit/ds/symlink/dir9001.pdf

AUTONOMOUS MULTIDIRECTIONAL ROBOTIC PLATFORM

Michal Miškolci

Gymnázium Viliama Paulinyho Tótha in Martin (4.) E-mail: misoblack300@gmail.com

Abstract: The aim of this work is to design and construct robotic platform that can move in more than 2 directions without rotating itself. The robot should be capable of object tracking based on colour or temperature and in order to that, sophisticated algorithms and using of PID regulator was necessary.

Keywords: robot, platform, Omni-wheel, multidirectional, Arduino, Pololu, object tracking

1 ÚVOD

Mobilné roboty ponúkajú možnosť prepravy určitého nákladu efektívnejšie a bez ľudskej námahy. Taktiež majú prístup k ľuďom neprístupným oblastiam, takže majú široké spektrá využitia. Pri návrhu a výrobe robota je potrebné riešiť rôzne problémy pre dosiahnutie požadovaného výsledku.

2 NÁVRH PODVOZKA

2.1 MOTORY

Minimálna zvolená rýchlosť podvozku je 1 m.s-1. Motory s rovnakými parametrami a vstupným napätím nikdy nemajú rovnakú rýchlosť no ich otáčky je možné merať a následne regulovať rýchlosť každého z nich aby mali rovnakú uhlovú rýchlosť, a tak budú motory synchronizované. Na meranie otáčok DC motorov sa používajú najčastejšie inkrementálne enkódery.

Boli zvolené motory POLOLU 20.4:1 25DX50L 12V s enkóderom. Maximálna zvolená hmotnosť robota je 5 kg, ktorá sa rozloží medzi 4 pohonné členy podvozka. Vypočítaný potrebný krútiaci minimálny moment na jeden motor je 24,75 Ncm. Zvolené motory majú 60 Ncm, maximálnu rýchlosť 1,04 m s⁻¹ takže sú vhodné na použitie.

Na ovládanie motorov je použitý 43A BTS7960 driver. Pri maximálnom odbere motorov 5,6A je 43A pomerne veľa, avšak vzhľadom na cenu a dostupnosť drivera je to najvhodnejšia voľba.

2.2 VŠESMEROVOSŤ

Pre dosiahnutie väčšej funkcionality, ušetreniu času a možnosti náhlej zmeny trajektórie pri pohybe bola voľba všesmerových kolies ideálna. Vo všesmerových podvozkoch sa používajú Mecanum kolesá alebo Omni-wheel kolesá.

Pre vysokú cenu a zložitý mechanizmus Mecanum kolies je podvozok zložený z Omni-wheel kolesá, ktoré sú zároveň vhodné pri kruhovom tvare podvozku, keďže môžu byť pravidelne umiestnené po jeho obvode.

2.3 NÁVRH UPEVNENIA KOLIES NA MOTOR

Nami zvolené Omni-wheel kolesá majú v sebe nalisovaný vnútorný valček vyrobený na 3D tlačiarni, ktorý sa nalisuje aj na osku motora v tvare D a po skúškach pri najväčších možných zrýchleniach motorov s nalisovanými kolesami, finálne prototypy valčekov, držia na kolese aj na motore a nejavia známky preklzovania.

2.4 NÁVRH DRŽIAKOV MOTORA

Motory sa k podvozku pripájajú cez navrhnutý držiak, ktorý používa dve diery so závitom na motore ako základné upevňovacie body a zároveň obopína motor na priemere.



Obrázok 1: Sústava motora, držiaka, kolesa



Obrázok 2: Simulácia rozloženia hmotnosti robota cez držiaky motorov

3 PRÍDAVNÉ SENZORY PODVOZKA

3.1 SENZORY NÁRAZU

Ako senzory nárazu (bumpery) využívané v podobných aplikáciách sa používajú väčšinou bežné spínače. Pri nich je ale priamy kontakt senzora s prekážkou, pri čom je možné zlyhanie senzora pri silnom náraze, a tak robot disponuje vlastnými bumpermi. Sú vytlačené na 3D tlačiarni a fungujú na princípe pružnosti materiálu. Jedna časť tvorí páka, na ktorej konci je štvrťkruh ktorý keď narazí do prekážky, vrchná strana páky, na ktorej je snímač – optická brána sa vyhne a snímač zaznamená zmenu – náraz.

3.2 SENZORY NA SLEDOVANIE ČIAR

Na spodnej strane podvozka sa nachádzajú senzory TCRT 5000 na sledovanie čiar.



Obrázok 3: PCB



Obrázok 4: Umiestnenie PCB

Senzory sú osadené na namieru navrhnutom PCB, každý PCB obsahuje 3 senzory, no je rozšíriteľný o ďalšie 2. Dokopy sú na podvozku 4 PCB, po jeho obvode, viď. obrázok 3.

4 KAMERA

Otočná platforma obsahuje kameru, OpenMV H7 schopnú detegovať objekty na základe farby rýchlosťou viac ako 70 FPS, čo je pomerne postačujúce. Túto kameru je ale možné vymeniť za termokameru FLIR Lepton 3.5, ktorá je vhodná na sledovanie sviečok, alebo teplých objektov.

5 REÁLNY ROBOT





Obrázok 5: 3D model robota a reálny robot

6 KONTROLÉRY ROBOTA

Hlavným mikrokontrolérom robota je Arduino Mega, pre veľké množstvo digitálnych výstupov a až 3 sériové porty, z ktorých je použitý na komunikáciu Arduina s kamerou. Arduino Mega riadi kontrolné jednotky motorov a senzorov, ktorými sú 2 Arduino Nano obsahujúce 2 piny prerušenia, ktoré sa používajú pri čítaní dát z enkóderov motorov a taktiež ich aj priamo ovládajú. Arduina Nano sú spojené s Arduinom Mega cez I2C zbernicu.



Obrázok 6: Schéma zapojenia

7 RIADIACI PROGRAM

Robot je programovaný v Arduino IDE. Použité sú knižnice Wire, PID_v1, i2cdetect, MPU6050_tockn, IRremote.

7.1 POUŽITIE PID REGULÁCIE

Pre zmenšenie odchýliek robota z trajektórie pri jeho pohybe jedným smerom bolo potrebné využiť PID reguláciu.

Keďže motory pri ich pohybe nemajú rovnakú rýchlosť, na základe údajov z enkóderov, Arduiná Nano regulujú rýchlosť každého z nich, aby mali rovnakú rýchlosť. Pri tejto regulácii sa využíva len proporčná a integrálna zložka PID regulátora.

Pri rovnakej rýchlosti motorov nie je ale zabezpečené preklzovanie motorov, ktoré sa môže vyskytnúť napríklad pri pohybe robota na koberci, alebo iných nerovných povrchoch. Z tohto dôvodu má robot zabudovaný gyroskop, na základe ktorého Arduino Mega zvyšuje rýchlosti 2 predných motorov, podľa smeru ktorým sa robot pri jeho pohybe otáča. Údaj o otočení z gyroskopu je vstupom v PID regulátore, pri nastavovaní konštánt bolo potrebné využiť najprv len proporčnú zložku, no po osciláciách pri vyšších rýchlostiach motorov aj derivačnú zložku.

PID regulácia bola potrebná aj pri otáčaní robota za objektom na základe kamery, ktorá Arduinu Mega posielala X polohu objektu. Tu bola viditeľná oscilácia a tak bolo potrebné použiť derivačnú zložku na jej zamedzenie.

Nastavovanie zložiek PID regulátora prebiehalo pomocou IR diaľkového ovládača, priamo za chodu robota, čo ho výrazne urýchľovalo. Testovanie správnosti konštánt PID regulátorov bolo zistené grafmi závislosti odchýlky (erroru) od požadovanej hodnoty od času.

8 ZÁVER

Cieľom projektu bolo navrhnúť autonómnu všesmerovú platformu schopnú lokalizovať farebné a tepelné objekty.

Aktuálnou fázou projektu je návrh vhodných algoritmov a následné programovanie potrebné na plnú autonómnosť robota.

Testy ukázali, že použitie video kamery na detekciu sviečok vďaka jej vysokej rýchlosti je vhodné pri neprítomnosti slnečného svetla, odrazené umelé svetlo dokáže odfiltrovať, inak je najvhodnejšie použiť termokameru, ktorej mínusom je len jej nízka rýchlosť.

Výsledkom práce má byť platforma, ktorá má široké využitie. Môže slúžiť na prepravu nákladu v skladoch, manipuláciu lôžok v nemocniciach, no v dnešnej dobe aj ako dopravný prostriedok.

POĎAKOVANIE

Tento robot vznikol vďaka podpore v grantovom programe Zúčastniť sa Nadácie EPH v časti Vzdelávanie a inovácie.

REFERENCE

- Borisov, Alexey & Kilin, A. & Mamaev, Ivan. (2015). Dynamics and control of an omniwheel vehicle. Regular and Chaotic Dynamics. 20. 153-172. 10.1134/S1560354715020045.
- [2] VALTER, Jaroslav: PID regulátor, [cit. 29. 3. 2020]. Dostupné na internete: https://valter.byl.cz/plynula-regulace-pid

EVALUATION OF CONTINUITY OF ENVIRONMENT BASED ON KNUDSEN NUMBER CALCULATIONS

Jakub Jenáček

Mathias Lerch Gymnasium Brno E-mail: JakubJenacek@seznam.cz

Supervised by: Pavla Šabacká

E-mail: hlavata.pavla@gmail.com

Abstract: This article deals with the evaluation of the Knudsen number in the research area of the Experimental Chamber. The number indicates the continuity of the environment. In our case, the Knudsen number was evaluated on the basis of results obtained by mathematical - physics analysis in the Ansys Fluent system. The results presented in this article will further serve as a basis for experimental measurement of the problem.

Keywords: Knudsen number, Ansys Fluent, Differentially pumped chamber

1 INTRODUCTION

V současné době je na Ústavu elektrotechnologie FEKT VUT Brno ve spolupráci s UPT AVČR uvedena do výroby experimentální komora simulující stav proudění v oblasti kritického proudění v clonce diferenciálního čerpání Environmentálního elektronového mikroskopu viz fig. 1. Vzhledem k tomu, že jde o proudění plynu v dané oblasti nadzvukového proudění v nízkých tlacích, bylo nutné stanovit hodnotu Knudsenova čísla určujícího charakter proudění.

V tomto článku je popsán můj podíl na daném výzkumu při stanovení daného charakteru.

2 REŽIMY PROUDĚNÍ

V běžném atmosférickém tlaku se plyn chová jako spojité prostředí, ve kterém mezi molekulami působí různé síly jako jsou gravitace, tlak, tření o sousední časti tekutiny a vznik turbulence. Pro řešení spojitého prostředí se využívají Navier-Stokesovy rovnice, neboť tyto se odvozují od zmíněných sil, které působí na jednotlivé časti tekutiny. Stav tekutiny je popsán její rychlostí a tlaky ve všech bodech, ve kterých se tekutina nachází.

Při poklesu tlaku, a tedy hustoty plynu se vzdálenost mezi jednotlivými molekulami zvětšuje a dané síly přestávají působit a stav plynu je dán pohybem volných molekul. Pro tyto stavy se pro výpočty využívají statistické metody, například Monte Carlo [1]. Tato metoda neklade požadavek na spojité prostředí. Může tedy vracet špatné výsledky, neboť je vhodná pouze pro výpočet pohybu osamocených molekul, tedy tam, kde již neplatí Navier-Stokesovy rovnice, kde prostředí již není kontinuální (spojité). Jedná se o prostředí velmi nízkých tlaků [2].


Figure 1: Připravovaná experimentální komora



Figure 2: Režimy proudění podle Knudsena [3]

2.1 KNUDSENOVO ČÍSLO [4]

Zda se ještě v našem případě jedná o spojité prostředí, určuje Knudsenovo číslo. V našem případě výzkumu diferenciálního čerpání se v některých místech blížíme hraniční hodnotě, ale stále se pohybujeme v oblasti kontinua. Hodnoty Knudsenova čísla jsme stanovili na základě následujících rovnic.

Podobnostní Knudsenovo číslo:

$$Kn = \frac{l}{d}$$

$$\bar{l} = \frac{kT}{\sqrt{2d}}$$
[1]

$$l = \frac{1}{\pi\sqrt{2d_m}}$$

Přibližný vztah pro vzduch:

$$\bar{l} = \frac{7.10^{-3}[m]}{p[Pa]}$$
[3]

Kde:

- d charakteristický rozměr soustavy
- l střední volná dráha

dm – průměr molekuly

T – absolutní teplota

k – Boltmannova konstata

Potom platí zjednodušené rozdělení prostředí dle výsledků Knudsenova čísla:

Kn <0,1 Kontinuum	(viskózní)	proudění
-------------------	------------	----------

0,1 <Kn <0,5 ... Přechodové (Knudsenovo) proudění

Kn>0,5 ... Molekulární proudění

Jak už bylo řečeno, oblasti se dle Knudsenova čísla dělí na spojité a na pohyb volných molekul. Obě tyto oblasti byly vědci již dostatečně zmapovány. V našem případě se však jedná o oblast na úplném okraji spojitého prostředí, kde se již může projevovat vliv nízkých setrvačných sil. Tato oblast ještě není ve světě experimentálně zmapována. Z tohoto důvodu se vyrábí již zmiňovaná experimentální komora, která má ukázat, zda jsou naše předpoklady spojitého prostředí v oblasti nízkých tlaků správné.



Figure 3:2D osově symetrický model experimentální komory pro výpočet Knudsenova
čísla



Figure 4: Grafické rozložení Knudsenova čísla

3 VYHODNOCENÍ VÝSLEDKŮ

Veškeré výpočty, které byly v mé práci uvedeny, byly realizovány v systému Ansys Fluent. Výsledky Knudsenova čísla jsou dále uvedeny v grafickém znázornění na obr. 4 (Fig. 4). Jak už bylo uvedeno, dle hodnot Knudseova čísla, se stále pohybujeme v kontinuálním prostředí (spojitém). To ukazuje i grafická závislost, kde je možné vidět že hodnoty Knudsenova čísla (červená) se stále pohybují pod hranicí hodnoty 0,1.

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] Maxa, J., Bílek, M., Hlavatá, P., Vyroubal, P., Lepltová, K.: Comparisons Using Methods of Continuum Mechanics and Monte Carlo at Differentially Pumped Chamber. Advances in Military Technology, 2016, vol. 11, no. 2, p. 143-150. ISSN: 1802-2308.
- [3] Roy, S., Raju, R., Chuag, H., Cruden, B., Meyyappan, M.: Modeling gas flow through microchannels and nanopores. Journal of Applied Physics, 2003, Vol. 93, No. 8, p. 4871.
- [4] Šabacká, P.: Analýza nadzvukového proudění v experimentální komoře při vložení tlakových a teplotních sond. Brno, 2019. Dostupné také z: https://www.vutbr.cz/studenti/zav-prace/detail/124527. Semestrální práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav elektrotechnologie.

SPECIFICS OF STATIC PRESSURE MEASUREMENT BY PITOTS TUBE

Anna Maxová

The St. Cyril and Methodius Comprehensive School and Pedagogical High School Brno E-mail: annanas.maxa@seznam.cz

Supervised by: Pavla Šabacká

E-mail: hlavata.pavla@gmail.com

Abstract: This paper deals with the analysis of the cone of the Pitot tube for sensing the static pressure in the supersonic flow in the experimental chamber. The probe requires a precise tip angle to eliminate a perpendicular shock wave. In our case, the angle tip was evaluated based on the results obtained by mathematical - physical analysis in the Ansys Fluent system. The results presented in this article will further serve as a basis for experimental problem measurement.

Keywords: Pitots tube, Ansys Fluent, Differentially pumped chamber

1 INTRODUCTION

Součástí výzkumu v oblasti Environmentální elektronové mikroskopie je oblast čerpání vakuových komor, které jsou odděleny malou clonkou, což způsobuje vznik takzvaného kritického proudění v nadzvukovém režimu. Rozložení tlaků a rázové vlny v dráze primárního svazku elektronů procházející diferenciálně čerpanou komorou má velký vliv na výslednou kvalitu zobrazení. V současné době je vyráběna experimentální komora simulující stav proudění v oblasti kritického proudění. Vzhledem k tomu, že je plánováno měření tlaků, rychlosti a teploty proudění v dané oblasti nadzvukového proudění v nízkých tlacích, bylo nutné provést matematicko-fyzikální analýzy dané komory pro vyhodnocení stavu proudění v dýze a za dýzou pro stanovení tvaru a umístění Pitotovy trubice a teploty.

Na tomto výzkumu jsem se podílela částí týkající se analýz statických sond. V článku je popsán můj podíl, i když jsem se musela seznámit i s ostatními částmi, na kterých jsem se podílela studiem a pomocnými pracemi. To z důvodu, že celý dále uvedený výzkum je provázaný, proto bylo nutné, abych se seznámila s kompletní analýzou pro správné splnění svého úkolu.

2 NADZVUKOVÝ STLAČITELNÝ REŽIM¹

Tato komora se skládá z dvou komor oddělených malou clonkou, která tak simuluje stav vzniklý u diferenciálního čerpání. Tedy jde o stav, kdy v clonce vzniká kritické proudění, tzv. ucpání dýzy, za kterým vzniká nadzvukové proudění s oblastí sníženého tlaku zakončené některým z typů rázové vlny. Vzhledem k tomu, že průměr clony bude mít 2 mm a vlastní komora v průměru přibližně 80 mm, nebude možné konstruovat Pitotovu trubici v jednom kuse, ale musí se statický a celkový tlak snímat zvlášť. Jedním z hlavních plánovaných experimentů bude tedy měření rychlosti proudění za clonou pomocí Pitotovy trubice. Tento princip vychází ze vztahu, kdy celkový tlak se rovná součtu dynamického a statického tlaku. Dynamický tlak se dále počítá jako součin hustoty a

¹<u>http://www.efunda.com/designstandards/sensors/pitot_tubes/pitot_tubes/pitot_tubes_theory.cfm?fbclid=IwAR3HCvVE_069_mTdtxFgNR4g1yHgL04csHM2KckwG-LfMQvP8ybHFS0I-3Bk</u>

kvadrátu rychlosti. Tento vztah se dá ale použít pouze u pomalu proudících tekutin, kde nehraje roli vliv stlačitelnosti a už vůbec ne nadzvukový režim proudění. Při nadzvukovém stlačitelném režimu (M > 1), což je případ proudění v našem experimentu, se před čelem Pitotovy trubice tvoří rázová vlna². Plyn je za ní nejprve zpomalován neisoentropicky k podzvukové rychlosti, a pak zpomaluje isoentropicky k nulové rychlosti ve stagnačním bodě.

Vztah pro určení rychlosti již nemůže mít běžný tvar používaný pro Pitotovu trubici, ale jedná se o poměr stagnačního tlaku snímané z čela Pitotovy trubice a statického tlaku snímaného z boku sondy. Tento poměr je vyjádřen následujícím vztahem:

$$\frac{p_{stagnation}}{p_{static}} = \frac{\left[\frac{\gamma+1}{2}M^2\right]^{\left(\frac{\gamma}{\gamma-1}\right)}}{\left[\frac{2\gamma}{\gamma+1}M^2 - \frac{\gamma-1}{\gamma+1}\right]^{\left(\frac{1}{\gamma-1}\right)}} = \frac{\gamma+1}{2}M^2\left[\frac{(\gamma+1)^2M^2}{4\gamma M^2 - 2(\gamma-1)}\right]^{\left(\frac{1}{\gamma-1}\right)}$$
(1)

kde: p- tlak, γ- Poissonova konstanta, M- Machovo číslo.

Z dané rovnice je potom třeba iterační metodou vyjádřit hodnotu Machova čísla, ze kterého následně získáme hodnotu rychlosti proudění. Jak bude patrné z výsledků pomocí analýzy v systému Ansys Fluent, velká část proudu za clonou se pohybuje právě v tomto režimu.

Analýzy proběhly v podmínkách, kdy ve spodní komoře vzorku je statický tlak 2000 Pa a komora nad dýzou je vyčerpána na 40 Pa přes clonu o průměru 2 mm.

Průběh statického tlaku vykazuje charakter sníženého tlaku v oblasti nadzvukového proudu zakončeného Machovým diskem (obr. 1). Sníženou oblast tlaku je možné využít pro snížení počtu srážek elektronů s molekulami plynu.





3 SPECIFIKUM SONDY PRO STATICKÝ TLAK

Jak už bylo řečeno, vzhledem k malým rozměrům komory, je nutné sondu pro celkový a statický tlak konstruovat zvlášť. Mým úkolem bylo nastudovat, zmapovat a provést analýzy statické sondy potřebné před vlastní výrobou a experimenty. Každá rázová vlna, která se při nadzvukovém režimu tvoří před čelem sondy, je charakteristická tím, že při jejím přechodu se v plynu skokově mění hodnoty tlaku, hustoty a teploty. Velikost skoku záleží na tom, o jaký typ rázové vlny se jedná. Rázová vlna může nabývat dvou základních tvarů, a to:

1. šikmá

2. kolmá – odtržená rázová vlna.

² Informace do této kapitoly byly čerpány:

http://www.efunda.com/designstandards/sensors/pitot_tubes/pitot_tubes_theory.cfm

Šikmá rázová vlna za sebou nevykazuje tak velké změny stavových veličin, a tedy takovou tlakovou ztrátu (změnu ovlivňující snímanou veličinu) jako kolmá – odtržená rázová vlna.

Sonda pro statický tlak, snímá hodnotu tlaku ze svého boku, a to v dostatečné vzdálenosti od jejího čela oproti sondě pro celkový tlak, která snímá tlak ze svého čela. V tom případě, kdyby sonda byla konstruována s kolmým čelem, na kterém by došlo ke vzniku kolmé rázové vlny, by za touto rázovou vlnou docházelo k velkým skokovým změnám tlaku, a tak by došlo ke zkreslení výsledků: u sondy statického tlaku by byl změřen nižší tlak, než je skutečnost, a tím by byl výpočet rychlosti zkreslen. Je třeba tedy konstruovat statickou sondu tak, aby za jejím čelem vznikala šikmá rázová vlna, za kterou nedochází k velkým skokovým změnám. To je možné docílit správně navoleným hrotem na čele sondy. Na tvar rázové vlny má vliv poměr Machova čísla k úhlu hrotu statické sondy. Jak ostrý má být tento hrot vychází z Taylor-MacCollovi teorie, která uvádí vztah mezi Machovým číslem a úhlem hrotu sondy (obr. 2).



Obrázek 2: Taylor – McCall teorie³

$$\frac{\gamma - 1}{2} \left[1 - v_r^2 - \left(\frac{dv_r}{d\theta}\right)^2 \right] \left[2v_r + \cot\theta \, \frac{dv_r}{d\theta} + \frac{d^2v_r}{d\theta^2} \right] - \frac{dv_r}{d\theta} \left[v_r \, \frac{dv_r}{d\theta} + \frac{dv_r}{d\theta} \frac{d^2v_r}{d\theta^2} \right] = 0 \tag{2}$$

Pomocí vztahu 2 a kalkulátoru, který zpracoval Institut Virgina Tech pro tuto teorii (obr. 3), který také zahrnuje teorii jednorozměrného proudění pojednávající o změnách veličin Machova čísla, statického tlaku, celkového tlaku, hustoty a teploty proudícího plynu při průchodu šikmou rázovou vlnou⁴, byl volen úhel 33°. Vzorce, podle kterých tyto hodnoty byly stanoveny je možné najít v [1]. Pomocí daných vztahů byly stanoveny veličiny pro kontrolu výpočtu z Ansys Fluent.

Macho	vo číslo před ši	ikmou rázovo	u vlnou	Poissono	va konstanta	Úh	el kužele sondy
ical Sho INPUT:	M1 = 2.43	Perfect Gas, Ga	mma = 1.4	, angles in deg	rees culate	Úhel šikn	né rázové vlny
M _c =	1.40758458	Cone ang.=	33	Wave ang.=	46.7088995	Shock turn ang.=	22.0219915
$p_2/p_1 =$	3.48320878	p ₀₂ /p ₀₁ =	0.82643780	rho2/rho1=	2.30926611	T ₂ /T ₁ =	1.50836179
$\mathbf{p_c/p_1} =$	3.93649999	p _{0c} / p ₀₁ =	0.82643780	rho _c /rho ₁ =	2.52013913	T _c /T ₁ =	1.56201693
Static	kých tlaků	Celkový Po	ých tlaků měry hodno	ot před a za 1	Hustot ázovou vln	Te	plot

Obrázek 3: Kalkulátor teorie jednorozměrového proudění

³ <u>https://www.grc.nasa.gov/www/k-12/airplane/coneflow.html</u>

⁴ <u>http://www.dept.aoe.vt.edu/~devenpor/aoe3114/calc.html</u>

3.1 SPECIFIKUM SONDY PRO STATICKÝ TLAK [2]

Ukázka výsledku analýzy v systému Ansys Fluent pro zvolený úhel 33° s patrnou šikmou rázovou vlnou je uvedena na (obr. 4). Místo snímání statického tlaku je označeno šedivým bodem ve vzdálenosti 3x průměr trubice. Tato vzdálenost je obvykle používána podle [3].

φD



Obrázek 4: Rozložení statického tlaku – šikmá rázová vlna

Při zvětšování úhlu dochází od určité hranice závislé na Machově čísle k odtržení rázové vlny. Na dalších obrázcích je srovnání vlevo šikmé rázové vlny vycházející od hrotu sondy a vpravo odtržené – kolmé rázové vlny (obr. 5).



Obrázek 5: Šikmá rázová vlna (vlevo) a kolmá rázová vlna (vpravo)

4 VYHODNOCENÍ VÝSLEDKŮ

Jak je patrné i z obrázků – např. (obr. 4), statickou sondu nelze zasunout příliž hluboko, aby nedošlo k přiškrcení proudu plynu, a tak ke zkreslení výsledků. Klasickou statickou sondu bude možné použít od vzdálenosti hrotu k cloně cca 3.3 mm. To znamená možnost měřit průběh statického tlaku měřícím otvorem v sondě na boku nad dýzou v prostoru komory. Pro plánované analýzy na dráze nadzvukového proudění a prostudování zde uvedené teorie jsem zvolila úhel 33°.

REFERENCES

- [1] SALGA, J., HOŘENÍ, B.: Tabulky proudění plynu. Univerzita Obrany, Brno (1997).
- [2] ŠABACKÁ, P.: Analýza nadzvukového proudění v experimentální komoře při vložení tlakových a teplotních sond. VUT : Brno, 2019.
- [3] BRYER, D. W.; PANKHURST, R. C. *Pressure-probe methods for determining wind speed and flow direction.* London : Her Majesty's Stationery Office : 1971

Bakalářské projekty

Elektronika a komunikace

LABORATORY WORKPLACE TO MEASURE DVB-T2 MISO SIGNAL

Vojtěch Bárta

Bachelor Degree Programme (3), FEEC BUT E-mail: xbarta45@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Ladislav Polák

E-mail: polakl@feec.vutbr.cz

Abstract: This article presents a laboratory workplace to measure DVB-T2 MISO signal under laboratory conditions. The performance of DVB-T2 MISO signal influenced by different transmission conditions can be evaluated in terms of the most commonly used objective parameters, like BER before and after channel decoding and MER. Functionality of the proposed concept and the adopted measurement methodology are verified by a set of experimental measurements.

Keywords: DVB-T2, MISO, RF measurement, transmission scenarios, BER, MER

1 ÚVOD

Druhá generace systému pozemního digitálního TV vysílání (Digital Video Broadcasting – Second Generation Terrestrial – DVB-T2) je nástupcem standardu DVB-T [1], ale není s ním zpětně kompatibilní. Poprvé byl zveřejněn v roce 2008 a v současnosti patří mezi nejpokročilejší pozemní televizní systém v Evropské Unii. V porovnání s DVB-T disponuje větší systémovou flexibilitou a pokročilejším řetězcem pro zpracování signálu. Jednou z výhod je zvýšení kapacity datového toku o více než 30 %. Větší kapacitu přenosu lze využít k zajištění většího televizního obsahu, ale také pro vysílání audiovizuálního obsahu ve vyšší kvalitě, např. v rozlišení High Definition Television (HDTV) a Ultra High Definition (UHD). U standardu DVB-T2 je ke komprimaci videa použit standard High Efficiency Video Coding (HEVC/H.265) [2].

2 DVB-T2 MISO KONFIGURACE

Jednou z nejperspektivnějších inovací ve standardu DVB-T2 je podpora tzv. přenosové techniky Multiple-Input Single-Output (MISO) [1]. To znamená, že na vysílací straně jsou použity minimálně dvě antény. Vysílače vysílají na stejném kmitočtu, TV signál druhého vysílače je však mírně modifikován. Pro tento účel se využívá tzv. Alamoutiho kódování, což způsobuje, že se vysílače navzájem nebudou rušit (viz Obrázek 1 a popis signálu z TX1 a TX2), zatímco u konfigurace Single-Input Single-Output (SISO) je při použití dvou vysílačů značné vzájemné rušení [3]. Ve srovnání s konfigurací SISO může technika MISO redukovat destruktivní interference a zlepšovat pokrytí v tzv. jednofrekvenčních sítí [2]. MISO mód má oproti SISO více zakázaných ochranných intervalů (Guard Interval – GI), které nelze použít. U GI = 1/128 má MISO mód více možností použít různé tzv. Pilot Pattern (PP) [4], ale u ostatních ochranných intervalů je univerzálnější SISO mód. Nevýhodou konfigurace MISO je, že je zapotřebí dvojnásobné hustoty rozptýlených pilotních nosných [4].

Cílem tohoto příspěvku je prezentovat jednoduché laboratorní pracoviště pro vytvoření a měření DVB-T2 MISO signálu pro výukové a jednoduché experimentální účely.



Obrázek 1: DVB-T2 MISO konfigurace (na základě [2])

3 MĚŘÍCÍ PRACOVIŠTĚ

Na Obrázek 2 je znázorněno blokové schéma laboratorního pracoviště pro vysílání a příjem TV signálu DVB-T2 využívající MISO konfiguraci. Pro realizaci pracoviště byly použity přístroje od Rohde & Schwarz (R&S). Pro generování TV signálu MISO jsou použity testovací generátory R&S SFU (nastaven jako Master, MISO skupina 1) a R&S SFE (nastaven jako Slave, MISO skupina 2). Pro správné vygenerování DVB-T2 MISO signálu je potřebné zajistit dokonalou synchronizaci mezi přístrojem Master a Slave (viz Obrázek 2) [2]. Podrobnější popis a návod je možné nalézt v [3]. Vygenerované RF signály, na základě zvolené systémové konfigurace DVB-T2, jsou sloučeny v slučovači (působící útlum RF signálu kolem 8 dB) a pomocí rozbočovače následně rozdělen do dvou cest. Objektivní parametry jsou měřeny pomocí TV analyzátoru ETL, zatímco pomocí Set-Top-Boxu (STB) a TV přijímače je možné posoudit kvalitu TV signálu na úrovni subjektivní. Hlavní objektivní parametry, které se v této práci u DVB-T2 signálu měří, jsou bitová chybovost před a po LDPC dekódováním (v tomto článku označené jako BER₁ a BER₂) a modulační chybovost (MER) v závislosti na poměru Carrier-to-Noise (C/N) a dále úroveň signálu. Hodnota parametru C/N se při měření nastavuje na obou SFU/SFE generátorech současně.



Obrázek 2: Měřící pracoviště pro měření DVB-T2 MISO vysílání

4 EXPERIMENTÁLNÍ MĚŘENÍ

Funkčnost měřícího pracoviště byla ověřena experimentálním měřením. Pro tento účel byla zvolena konfigurace DVB-T2 odpovídající pro scénář pevný příjem (viz Obrázek 3) [4]. Při měření byly uvažovány tři modely přenosových kanálů: Gaussův kanál (AWGN) předpokládající šíření TV signálu mezi vysílačem a přijímačem pouze jednou přímou cestou bez odrazů, dále Riceův kanál (RC20), který kromě přímé cesty předpokládá i odrazy (20 nezávislých cest) a Rayleighův kanál (RL20) předpokládající jenom odrazy [1]. Při měření, na generátoru Slave je trvale nastaven kanál AWGN (dokáže emulovat jen přenosový kanál AWGN) zatímco na generátoru Master se nastavují všechny modely kanálů.

5 VÝSLEDKY EXPERIMENTÁLNÍHO MĚŘENÍ

Z výsledků experimentálního měření (viz **Obrázek 3**) je zřejmé, že nejlepší podmínky pro vysílání a příjem TV signálu jsou v případě kanálu AWGN (přímá viditelnost mezi TX a RX bez odrazu signálu). Naopak, kanálový model RL20 (pouze odrazy) představuje nejhorší podmínky pro přenos TV signálu. Hodnota *C/N* pro tzv. QEF příjem (BER₂ $\leq 1.10^{-7}$) [1] byla pro kanály AWGN a RC20 zjištěna při *C/N* \geq 23 dB. U kanálu RL20 byla tato hodnota pro QEF zjištěna při *C/N* \geq 25 dB, což je způsobeno tím, že pro TX2 (Slave) je uvažován trvale kanálový model AWGN, který tak kompenzuje případné snížené kvality přenášeného signálu, způsobené odrazy (kanály RC20 a RL20 uvažované pro TX1 – Master). To je možné vidět i na Obrázku 3 b). Výstupy analýzy objektivních parametrů korespondují se subjektivním dojmem (degradace DVB-T2 signálu na TV přijímači).



Obrázek 3: Závislosti parametru BER před LDPC dekódováním (vlevo) a MER (vpravo) na C/N při různých přenosových podmínkách (DVB-T2 MISO signál, kódový poměr (CR)=5/6, OFDM mód 32K-Extended, GI=1/16, PP2, šířka pásma 8 MHz, pracovní frekvence 514 MHz, výkon RF signálů je -40 dBm).

6 ZÁVĚR

V tomto článku bylo představeno laboratorní měřící pracoviště pro měření TV vysílání DVB-T2 využívající MISO konfiguraci, které vzniklo v rámci semestrální práce. Funkčnost navržené koncepce a zvolená měřící metodika byla ověřena sadou experimentálních měření. Měření bylo vyhodnoceno a krátce diskutováno. V další části bakalářské práce budou proměřeny další přenosové scénáře s uvažováním různých konfigurací signálu DVB-T2 (např. výkonové nevyvážení vysílačů) a závěry budou v rámci možností porovnány s teoretickými předpoklady a konfigurací SISO.

PODĚKOVÁNÍ

Tento příspěvek vznikl za podpory projektu LTC18021 (FEWERCON) a grantu FEKT-S-20-6325.

REFERENCE

- [1] FISCHER, Walter a Horst von RENOUARD, 2008. *Digital Video and Audio Broadcasting Technology: A Practical Engineering Guide*. 2. ed. Berlin: Springer. Springer series on signals and communication technology. ISBN 978-3-540-76357-4.
- [2] POLAK, Ladislav; KALLER, Ondrej; KRATOCHVIL, Tomas. SISO/MISO Performances in DVB-T2 and Fixed TV Channels. In: 2015 38th International Conference on Telecommunications and Signal Processing (TSP). IEEE, 2015. p. 768-771.
- [3] Rohde&Schwarz, Generating a Test Signal for Distributed DVB-T2 MISO, Application Note 7BM80_1E, 2012.
- [4] ITU-R, Frequency and Network Planning Aspects of DVB-T2, Report ITU-R BT.2254-3 2017.

LABORATORY WORKPLACE FOR PERFORMANCE MEA-SUREMENT OF THE DAB/DAB+ SYSTEM

Petr Kaštánek

Bachelor Degree Programme (3), FEEC BUT E-mail: xkasta03@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Ladislav Polák

E-mail: polakl@feec.vutbr.cz

Abstract: In this paper, a simple laboratory measurement workplace, proposed for educational purposes, to measure the performance of the DAB/DAB+ signal is presented. The RTL2832U software defined radio (SDR) is used as a receiver of the DAB signal in the measurement setup. Freeware available program DAB Player is used to analyze the DAB signal on the objective and subjective level. The functionality of the proposed concept as well as the applied measurement methodology is verified by simple experimental measurements.

Keywords: DAB, DAB+, COFDM, RTL2832U, RF measurement, SNR, fading channels.

1 ÚVOD

Přenos audio signálu pomocí standardu digitálního rádiového vysílání, tzv. Digital Audio Broadcasting (DAB) [1], je vyvíjeno už od 80. let 20. století. V České republice byl poprvé spuštěn vysílač pro vysílání signálu DAB v roce 1999 v Praze na Žižkovské věži, ovšem k většímu rozsahu vysílání došlo až před pár lety díky firmě Teleko. Pro vysílání DAB se v České republice využívá 3. televizní pásmo (174 – 230 MHz) nebo pásmo L (1,5 – 1,7 GHz), od kterého se však již upouští a vysílat se bude pouze na 3. televizním pásmu. Digitálním audio vysíláním se nahrazuje analogové audio vysílání (FM) hlavně kvůli efektivnějšímu využití radiofrekvenčního (RF) spektra, lepší kvalitě zvuku, možnosti přenášet text i obrázky a větší odolnosti proti chybám při přenosu [2]. Standard DAB nabízí také možnost přenášet více rádiových stanic na jedné frekvenci, což urychluje přepínání mezi vysílacími stanicemi [2], [3].

V tomto článku je prezentováno jednoduché laboratorní pracoviště pro měření a analýzu vlastností přenosu DAB. Jako přijímač je použit USB dongle s čipem RTL2832U a tunerem FC0012. Tento tuner dává přijímači rozsah 25 – 920 MHz. Funkčnost zapojení je ověřeno experimentálním měřením pro různé přenosové scénáře.

2 VYSÍLÁNÍ SIGNÁLU DAB

Přenos signálu DAB probíhá v tzv. jednofrekvenčních sítích (Single Frequency Network – SFN), které umožňují vysílání na jedné frekvenci z více různých vysílačů [2]. Z hlediska přenosového scénáře je možné vybrat mezi čtyřmi přenosovými módy, označované jako TM1, TM2, TM3 a TM4 [3]. Tyto přenosové módy se liší délkou ochranného intervalu a maximální vzdáleností vysílačů. V této práci se uvažuje mód TM1, určen pro přenos v 3. televizním pásmu.

Pozemní vysílání signálu DAB ovlivňuje spousta faktorů, při kterém se ve většině případů přijímač pohybuje v prostoru po náhodné trajektorii. Takovým pohybem se příjem vln vysílání neustále mění a dochází také ke změně frekvence kvůli Dopplerovu jevu [3]. Vlny se poté od překážek odráží, čímž vzniká další rušení. V rámci experimentálních měření, jehož výsledky jsou prezentované v této práci, se používají různé modely únikových kanálů, které dokážou emulovat vlastnosti takových přenosových podmínek. V této práci jsou používané čtyři modely kanálů RA4, RA6, TU6 a TU12.

Modely Rural Area (RA) a Typical Urban (TU) emulují venkovské oblasti a městské zástavby s rychlostí přijímače do 100 km/h a 50 km/h bez přímé viditelnosti na vysílač [3]. Čísla "4" a "12" označují počet cest (odrazu), uvažovaných v jednotlivých kanálových modelech.

3 MĚŘÍCÍ PRACOVIŠTĚ PRO MĚŘENÍ A ANALÝZU VLASTNOSTÍ SYSTÉMU DAB

Blokové schéma navrženého laboratorního pracoviště je znázorněné na Obrázku 1. Signál DAB, na základě zvolených systémových parametrů, je generován testovacím vysílačem od firmy Rohde & Schwarz (R&S) SFU. RF signál je pomocí rozbočovače následně rozdělen do dvou cest. První cesta vede do přijímače RTL2832U USB dongle a druhá do RF spektrálního analyzátoru R&S FSQ. USB přijímač je připojen k počítači, který obsahuje program DAB Player pro analýzu přijímaného DAB signálu.

Program DAB Player umožňuje vyhodnotit signál DAB na úrovni objektivní a subjektivní (poslech). V této práci se monitoruje objektivní parametr Signal-to-Noise ratio (SNR) v závislosti na úrovni Carrier-to-Noise ratio (C/N) a vysílaného výkonu. Parametr SNR se měří na vstupu demodulátoru USB přijímače.





4 VÝSLEDKY EXPERIMENTÁLNÍHO MĚŘENÍ

V rámci experimentálního měření se pracovalo s testovacím DAB RF signálem, který má šířku pásma 1,536 MHz a je vysílán na frekvenci 239,2 MHz (kanál 13F). Pro vysílání byl zvolen vysílací mód TM1. Byly provedeny dvě experimentální měření. V prvním scénáři se uvažovaly tři různé výkony RF signálu: -20 dBm, -50 dBm a -70 dBm. Pro každý výkon je proměřena závislost SNR na daném C/N vysílače v kanále AWGN (Gaussovský kanál) a výsledky jsou zobrazeny na Obrázku 2 (a). Z výsledků měření je vidět, že hodnoty SNR pro jednotlivé uvažované vysílací výkony se začnou rozcházet od C/N=20 dB. Pro hodnoty C/N vyšší jak 35 dB se hodnota SNR už nezvyšuje, což je dáno limitací použitého USB přijímače DAB.

U druhého scénáře byla změřená stejná závislost, ale byly uvažovány různé modely únikových kanálů a výkon vysílaného DAB signálu byl -50 dBm. Změřené výsledky jsou přehledně zobrazeny v Obrázku 2 (b). Z obrázku je vidět, že největší vliv na příjem DAB signálu mají kanály RA4 a RA6. Při C/N=20 dB je rozdíl mezi SNR hodnotami v AWGN a RA6 kanálech až 8 dB.

Na Obrázku 3 je zachycen RF signál DAB, kdy jsou uvažovány kanály AWGN a RA6. Je vidět, že RF signál v kanále RA6 je nesouměrný a nestálý. Velice často se mění jeho tvar.





5 ZÁVĚR

V tomto článku bylo prezentováno jednoduché laboratorní pracoviště pro měření a analýzu přenosu systému DAB, využitelné pro výukové účely. Jeho funkčnost byla ověřena experimentálním měřením. V další části bakalářské práce budou proměřeny další přenosové scénáře s uvažováním různých konfigurací signálu DAB (např. další TM módy) a závěry budou v rámci možností porovnány i s výsledkem z reálných měření.

PODĚKOVÁNÍ

Tento příspěvek vznikl za podpory projektu interního grantu VUT v Brně FEKT-S-20-6325.

REFERENCE

- [1] ETSI EN 300 401 V1.4.1 (2006-06). Radio Broadcasting Systems. Digital Audio Broadcasting (DAB) to mobile, portable and fixed receivers. Sophia Antipolis: European Standard ETSI, 2006.
- [2] HOEG, Wolfgang a LAUTERBACH, Thomas. *Digital audio broadcasting: principles and applications of DAB, DAB+ and DMB.* 3rd ed. Chichester, U.K.: Wiley, 2009, xxxii, 420 stran. ISBN 04-705-1037-4.
- [3] KRESTA, Daniel. *Analýza přenosu mobilního digitálního rozhlasového vysíláni*, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav radioelektroniky, Vysoké Učení Technické v Brně, 2016, 60 stran

RECEIVING SIGNALS FROM A SENSOR IN THE DIGESTIVE TRACT

Marek Raška

Bachelor Degree Programme (3), FEEC BUT E-mail: xraska13@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Zbynek Raida

E-mail: raida@feec.vutbr.cz

Abstract: Wireless capsule endoscopy is a system for capturing images of human digestive tract for medical purposes. In this report, I present an antenna solution for a system operating in the 915 MHz ISM band. The capsule transmitter contains a conformal slot loop antenna placed on its outer wall. The planar monopole with a partial ground is used as a receiver. The system has been verified by numerical simulations with a phantom representing part of a human body. Low path loss of the radio link between antennas ensures sufficient signal strength at the receiver for any capsule orientation and location.

Keywords: Capsule endoscopy, slot loop antenna, monopole antenna, living tissue, digestive tract

1 ÚVOD

Bezdrátová kapslová endoskopie se v medicíně používá pro kontrolu stavu trávicího traktu pacienta snímkováním zevnitř. Před vyšetřením pacient spolkne malý kapslový modul endoskopu s vestavěným fotoaparátem. Během přirozeného pohybu trávicím traktem kapsle vysílá fotografie směrem k anténě připevněné na břiše. Toto řešení je pro pacienta pohodlnější než klasická drátová endoskopie. V případě nálezu však musí pacient absolvovat klasické endoskopické vyšetření pro potvrzení výsledků endoskopie bezdrátové.

Po endoskopu požadujeme, aby vysílal co nejvíce kvalitních snímků za sekundu. Tento požadavek je však limitován poměrem signálu k šumu. Ztráty přenosu mezi vysílacím modulem endoskopu a přijímací anténou na břiše musí být tedy co nejmenší. Přenosové ztráty v lidském těle rostou s frekvencí.

Anténa endoskopu musí být navržena na vnější ploše kapsle a musí mít natolik velkou šířku pásma, aby spolehlivě pracovala i při změnách prostředí v trávicím traktu. Vnitřní prostor kapsle je určen k umístění ostatních komponentů. Vzhledem k elektrické vodivosti obsahu trávicího traktu upřednostňujeme magnetické antény.

V této práci byly vytvořeny vysílací moduly endoskopu a přijímací antény pro komunikaci v ISM pásmech 915 MHz a 2,4 GHz. Přenosové ztráty a další parametry porovnám s původním endoskopem a anténou, který byl navržen pro ISM pásmo 433 MHz [1].

2 BEZDRÁTOVÝ KAPSLOVÝ ENDOSKOP

V [1] byl popsán kapslový endoskop, který byl optimalizován pro pracovní kmitočet 433 MHz. Cílem mé práce bylo ověřit funkčnost publikovaného endoskopu a prozkoumat, zda může endoskop komunikovat i na kmitočtech 915 MHz a 2,4 GHz. Funkčnost komunikace endoskopu s vnější anténou byla ověřena počítačovou simulací. Pro simulaci byl zvolen program CST Studio Suite 2018.

2.1 FANTOM

Předpokládá se, že pacient endoskop ve tvaru kapsle spolknul a zařízení se nachází v jeho trávicím traktu. Ve svých simulacích vycházím z článku [1], kde byl použit fantom o rozměrech 235 mm × 225 mm × 100 mm. Fantom reprezentuje lidské torzo s různými tkáněmi (tlusté střevo, svalovina, tuk, kůže). Do středu fantomu je umístěna kapsle endoskopu s anténou (viz obr. 1, převzato z [1]). Číselné hodnoty vzdáleností byly D = 50 mm a H = 117,5 mm.



Obrázek 1: Kapsle umístěná ve fantomu; převzato z [1].

	2,4 0	GHz	915 M	Hz
Tkáň	permitivita ɛr [-]	vodivost [S/m]	permitivita ɛr [-]	vodivost [S/m]
tlusté střevo	53,97	1,99	57,9	1,1
svalovina	52,79	1,7	55	0,95
tuk	5,3	0,1	5,46	0,05
kůže	38,1	1,4	41,3	0,87

Tabulka 1: Dielektrické vlastnosti různých tkání na frekvenci 2,4 GHz a 915 MHz.

2.2 ENDOSKOPICKÝ SYSTÉM PRO 2,4 GHZ

Kapsle endoskopu je dlouhá 27 mm, má průměr 11 mm a tloušťku stěny 1 mm. V simulacích byla kapsle zkonstruována z plastu s relativní permitivitou $\varepsilon_r = 2,6$. Uvnitř kapsle jsem uvažoval vzduch. Anténa na povrchu kapsle byla vyrobena z měděné fólie o tloušťce 19 µm. Povrch kapsle byl pokryt izolační vrstvou laku o tloušťce 200 µm. U antény endoskopu jsem předpokládal symetrické napájení, označeno na Obr. 3 červeným trojúhelníkem, s impedancí 50 Ω .

Přijímací monopól byl navržen na substrátu ARLON 25N s relativní permitivitou $\varepsilon_r = 3,38$ a tloušťka 1,27 mm. Monopól byl napájen koaxiální sondou s impedancí 50 Ω a byla umístěna 1,0 mm od modelu lidské tkáně. Simuloval jsem ztráty při přenosu mezi kapslí a monopólem na břiše. Pro jakoukoliv orientaci modulu endoskopu byly přenosové ztráty menší než 94 dB. Podle [1] je požadován minimální odstup signálu od šumu 14 dB; přenosové ztráty tedy mohou být nanejvýš 75,3 dB. Proto systém pracující na kmitočtu 2,4 GHz není funkční.

Tabulka 2: Optimalizované rozměry planárního monopólu pro frekvenci 2,4 GHz v mm (viz obr. 2).

	L_0	Wo	h	i	j	k	l	т
2.4 GHz	13,3	11,7	5,6	4,5	1,0	1,0	7,9	11,0
	п	0	р	q	r	S	t	и
2.4 GHz	1,1	1,1	4,7	0,2	0,5	0,2	11,0	3,0



Obrázek 2: Anténa na těle (a) zepředu, (b) zezadu. Převzato z [1]. Velikost činitele odrazu planárního monopólu pro tlusté střevo (vpravo).



Obrázek 3: Struktura antény endoskopu (první zleva), anténa uvnitř kapsle (druhý zleva). Vyzařovací diagramy simulované antény, řez rovinou E (třetí zleva), řez rovinou H (čtvrtý zleva).



Obrázek 4: Velikost činitele odrazu smyčkové antény pro tlusté střevo.

2.3 ENDOSKOPICKÝ SYSTÉM PRO 915 MHZ

Ve [2] autoři doporučují použít pro přenos signálu v lidském těle kmitočty pod 1 GHz. Obě antény systému pro 2,4 GHz jsem proto přeladil na kmitočet 915 MHz. Použitá kapsle i fantom byly to-tožné s kapslí a fantomem pro 2,4 GHz.

Monopól je navržen na substrátu ARLON 25N, na jehož vrchní a spodní strana je potažena měděnou fólií. Relativní permitivita substrátu je $\varepsilon_r = 3,38$ a tloušťka 1,524 mm. Anténa je napájena koaxiální sondou impedančně přizpůsobenou na 50 Ω a je umístěna 1 mm od modelu lidské tkáně. Vysílací anténa je vyrobena ze samolepící měděné fólie o tloušťce 0,019 mm a je nanesena na vnější stěnu kapsle. Napájení je označeno na Obr. 6 červeným trojúhelníkem.

Výsledná podoba vysílací i přijímací antény je vidět na obr. 2. Simulované ztráty přenosu mezi vysílačem v těle a přijímačem na břiše byly pro jakoukoliv orientaci modulu endoskopu menší než 72 dB. Systém byl tudíž funkční.

	L_0	Wo	h	i	j	k	l	т
915 MHz	34,0	30,0	15,5	13,5	1,2	1,1	26,0	28,0
	п	0	р	q	r	S	t	и
915 MHz	0,5	2,4	4,0	0,5	0,9	0,5	29,0	2,0

Tabulka 3: Optimalizované rozměry planárního monopólu pro frekvenci 2,4 GHz v mm (viz obr. 2).



Obrázek 5: Anténa na těle (a) zepředu, (b) zezadu. Převzato z [1]. Velikost činitele odrazu planárního monopólu pro tlusté střevo (vpravo).



Obrázek 6: Rozměry vysílací antény (vlevo) jsou uvedeny v mm, kapsle s anténou (vpravo).



Obrázek 7: Velikost činitele odrazu planárního monopólu pro tlusté střevo (vlevo). Vyzařovací diagramy simulované antény, řez rovinou E (vprostřed), řez rovinou H (vpravo).

3 ZÁVĚR

Ve své práci jsem navrhl antény pro bezdrátovou endoskopii pracující v ISM pásmu 2,4 GHz. Jelikož signál na tomto kmitočtu byl příliš tlumen prostředím lidského těla, upravil jsem antény pro bezdrátovou endoskopii pracující v pásmu ISM 915 MHz.

Pro příjem byl použit planární monopól s částečnou zemní plochou, pro vysílání konformní smyčková anténa. Vysílací anténa byla umístěna na povrch kapsle endoskopu, vnitřek kapsle nabízí dostatek místa pro ostatní komponenty.

Šířka pásma komunikačního kanálu endoskopu je 275 MHz. Tato šířka umožňuje tolerovat různé vlivy vlastností živých tkání v trávicím traktu. Planární monopól s šířkou pásma 130 MHz je použit pro příjem. Šířky pásem obou antén byly simulacemi ověřeny jako dostatečně tolerantní vůči změnám vlastností prostředí v cestě signálu.

Simuloval jsem rovněž přenos mezi vysílačem v těle a přijímačem na břiše. Pro jakoukoliv orientaci modulu endoskopu byly přenosové ztráty menší než 72 dB. Aby byla zajištěna bitová chybovost menší než 10⁻⁶, musí být podle [1] odstup signálu od šumu 14 dB. Přenosové ztráty tedy mohou být nanejvýš 75,3 dB. Ztráty při přenosu na 915 MHz jsou o 3,3 dB menší, takže systém je funkční.

PODĚKOVÁNÍ

Děkuji vedoucímu bakalářské práce prof. Z. Raidovi za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé bakalářské práce. Děkuji Ing. M. Cupalovi za pomoc při práci s programem CST.

REFERENCE

- Md. S. Miah, A. N. Khan, C. Icheln, K. Haneda, K.-I. Takizawa, Antenna system design for improved wireless capsule endoscope links at 433 MHz, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2019, v. 67, č. 4, s. 2687-2699.
- [2] M. R. Basar, F. Malek, K. M. Juni, M. I. M. Saleh, M. S. Idris, L. Mohamed, N. Saudin, N. A. M. Affendi, A. Ali, The use of a human body model to determine the variation of pathlosses in the human body channel in wireless capsule endoscopy, *Progress in Electromagnetics Research*, 2013, v. 133, s. 495–513.

AUTOMATED MEASURING SYSTEM FOR IRRIGATING PLANTS WITH IOT CONNECTIVITY

Vladimir Lahoda

Bachelor Degree Programme (3), FEEC BUT

E-mail: xlahod05@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Jan Kufa

E-mail: kufa@feec.vutbr.cz

Abstract: This article presents a LoRa-based automated device to control irrigation in the garden based on data from sensors monitoring the environment. The device also sends all data via its private IoT LoRa network or public LoRaWAN network. The measured data are also distributed via the internet to the Thingspeak channel. This device is mounted on a PCB and its operation is backed up by its own accumulator (operation about 3-4 weeks), although permanent connection to the mains is assumed.

Keywords: IoT, LoRa, LoRaWAN, ESP32, Garden, Pump

1 ÚVOD

V dnešní době s neustále rozvíjejícími se technologiemi přichází do popředí i relativně nová koncepce IoT (Internet of Things). Jedná se o hustou síť různých malých zařízení, která dominují svou extrémně nízkou spotřebou. S podobnou koncepcí přichází i dále popisované zařízení, původně realizované v rámci bakalářské práce Automatizovaný systém zavlažování s IoT konektivitou. Záhonek tak bude nejen hlídaný i v době naší nepřítomnosti před uschnutím, ale také máme absolutní přehled o prostředí na zahrádce – malou meteostanici. Jedná se však o zařízení, které díky svému provedení může sloužit i jiným účelům (při použití jiných senzorů lze například předělat na vlastní zabezpečovací systém pro automobil s IoT).

Tento systém je navržen pro provoz ve dvou režimech, v režimu privátní LoRa (Long Range) sítě (zapojení viz Obrázek 1) a režim pro provoz v již existující síti LoRaWAN (na Obrázku 1 pouze levá strana – modul pro odesílání dat).



Obrázek 1: Blokové schéma celého systému.

2 MODUL PRO ODESÍLÁNÍ DAT

Modul pro odesílání dat je klíčový, jelikož se jedná o zařízení, které bude umístěné na zahrádce spolu se senzory, příp. akčními členy (čerpadla). Napájení tohoto zařízení je zároveň zálohováno akumulátorem. K hlavnímu modulu je připojeno několik senzorů, kterými je snímáno okolní prostředí a další provozní stavy (například ultrazvukovým dálkoměrem je snímána výška hladiny vody v nádržce). Tyto senzory byly vybrány na základě požadavků jako kompromis mezi co nejlepší přesností a rozsahem, ale také bylo dbáno i na samotnou spotřebu zařízení. Seznam použitých vstupních periferií je uveden v Tabulce 1.

Označení	Funkce	Spotřeba (při 3,3V)	Sběrnice	Rozsah
1 - DS18B20	Teploměr	0,39mA	1-Wire	-55 − 125 °C
2 - Soil_Mois	Čidlo vlhkosti půdy	2,65mA	Analog OUT	0-100 %
3 - US-100	Ultrazvukový dálkoměr	1,97mA	UART	2-450 cm
4 - BME280	Vlhkoměr + tlakoměr	0,23mA	I2C	300 - 1100 hPa 0 - 100 %
5 - VEML6070	Senzor pro UV záření	0,25mA	I2C	Index 0 - 11
6 - TSL2561	Senzor osvětlení okolí	0,55mA	I2C	0-40k lux

Tabulka 1: Seznam použitých vstupních komponent.



Obrázek 2: Jednotlivá čidla využívaná pro měření.

Aby se zařízení dalo považovat za autonomní je třeba také k zařízení připojit výstupní zařízení, které bude ovlivňovat některou ze vstupních veličin. Zde se jedná o čerpadlo, které bude spínáno tranzistorovým spínačem na základě naměřených hodnot (vlhkost půdy, okolní osvětlení, UV záření, množství vody v nádržce). Čerpadlo bylo zvoleno s ohledem na provozní napětí (celý systém funguje do 5V při síťovém provozu a max. 4,2V při provozu na vlastní AKU (akumulátor), toto čerpadlo funguje i při 3,5 V). V tomto systému je využito čerpadlo nasávacího typu s krytím IP68 a s maximální výtlačnou výškou 55 cm. Při experimentálním měření čerpadla byl stanoven průtok ve výtlačné výšce 50 cm (předpokládá se však nižší výška) a napájecím napětí 3,5 V na 60 l/hod (spotřeba 0,65 W).

Předpokládá se, že systém bude primárně napájený z USB zdroje (5V), ale jeho provoz bude zálohovaný lithiovým akumulátorem (3,7V). Na zahrádku se jako ideální jeví řešení solárního panelu, který by mohl systém nejen napájet, ale také dobíjet přes letní dny. Ne každý den v létě je však slunný, proto zde slouží akumulátor, který pokryje případné výpadky. Jeho výdrž velmi záleží na četnosti spínání čerpadla a odesílání dat. Při zalévání 2x denně (po dobu 1 minuty) a při odesílání dat každé 3 minuty vychází výdrž akumulátor na 32 dní. Pokud by nebylo v provozu čerpadlo, ale pouze odesílání dat, vydržel by akumulátor cca 57 dní.

Jelikož se počítá s venkovním provozem, je třeba celý modul náležitě krýt krabičkou o dostatečném krytí (minimální venkovní krytí činí IP44 – odolnost proti stříkající vodě). Na tento modul byla použita krabička s krytím IP54 z Polyethylenu (PE). Pro jednotlivé senzory, které nemohou být uvnitř hlavní krabičky (senzor vlhkosti půdy, tlaku a vlhkosti prostředí a ultrazvukový senzor vzdálenosti, teploměr) jsou v samostatných voděodolných krabičkách s ohledem na jejich funkci. Čidlo pro měření vodní hladiny (US-100) a elektronika kapacitního měřiče vlhkosti půdy jsou částečně ve zcela uzavřených krabičkách, kam je přes průchodku přivedeno napětí a komunikace. Teploměr DS18B20 je již z výroby zapouzdřen ve voděodolném provedení.

Vyjímkou je ale krabička pro tlakový senzor (BME280), který zároveň měří také i relativní vlhkost okolního prostředí. Tato krabička je specifická svým provedením, jelikož z principu nemůže být hermeticky uzavřená (tlak ani vlhkost by se do krabičky k senzoru nedostaly). Byla proto navržena v programu Fusion 360 a následně vytištěna na 3D tiskárně krabička, která svým tvarem kryje senzor před deštěm, ale zároveň umožňuje proudění vzduchu (viz Obrázek 3). Tato krabička je umístěna na vrchním boku hlavního modulu.



Obrázek 3: Model (vlevo) a vytištěná krabička na 3D tiskárně pro tlakový senzor (vpravo).

Při každém změření hodnot okolního prostředí je vyhodnoceno, zda má býti spuštěno zavlažování. Tento systém disponuje zásobou 20 l vody, kterou je pomocí čerpadla zavlažen záhonek. Zavlažování je spuštěno tehdy, pokud je nedostatečná půdní vlhkost záhonku a zároveň pokud je dostatek vody. Je zde brán v potaz i UV index okolního slunečního záření spolu s osvětlením. Pokud by byla intenzita okolního osvětlení velká a UV index příliš vysoký, mohly by být rostliny na záhonku zalitím spáleny.

Pro porovnání vysílání v obou režimech jsou jednotlivé parametry naznačeny v Tabulce 2. Většina parametrů je omezena vyhláškou ČTÚ (činitel plnění, výkon, frekvence). Jiné parametry jsou přímo dány standartem LoRaWAN, kde je využita metoda autorizace OTAA (Délka zprávy, šířka pásma, činitel rozprostření). Při režimu LoRa je vzhledem ke koncepci vlastní sítě možnost nastavit zbytek parametrů podle své libosti (délka zprávy, činitel rozprostření, šířka pásma) avšak s ohledem na citlivost přijímače (ta je dána kombinací těchto parametrů). Byla zvolena šířka pásma 125 kHz, což je běžně využíváno i v jiných platformách a SF = 9 jako kompromis mezi dosahem dat a spotřebou energie. Dosah dat činí přibližně 0,4 km při špatných podmínkách a cca 0,7 – 1,2 km při přímé viditelnosti. Vysílací výkon lze i snížit, záleží však na finálním umístění výrobku a vzdálenosti mezi moduly.

Parametr	LoRa	LoRaWAN	
Velikost paketu	10B zpráva + 2B identifikace 10B zpráva + 36B preambu		
Šířka pásma (BW)	volitelná (využito 125kHz)	125 kHz	
Činitel rozprostření	volitelný (nastaveno 9)	9	
Aktivace zařízení	Netřeba (pouze první 2 adresní B) OTAA		
Dosah	Stovky m až jednotky km jednotky km		
Frekvence vysílání	868 MHz pro EU (bezlicenční pásmo), 433 MHz v Číně		
Činitel plnění (SF)	1%		
Maximální výkon	25 mW (14 dBm)		

Tabulka 2: Srovnání parametrů při LoRa a LoRaWAN režimu.

3 MODUL PRO PŘÍJEM DAT

Tento modul je potřebný pouze pro provoz zařízení v režimu samotné LoRa sítě. Slouží k příjmu dat, jejich následné dekódování a upload na server webu Thingspeak.com. Zároveň je přijatá zpráva zobrazena na integrovaném OLED displeji v závislosti na okolním osvětlení (pokud hodnota osvětlení činí min. 30 lux), jelikož zobrazování hodnot v noci je zbytečné a může býti i rušivé. Stále je zde však tlačítko, které slouží pro manuální aktivaci/deaktivaci displeje.

Tento modul je ošetřen proti výpadkům, a to jak na straně modulu odesílání (vybití akumulátoru), tak i proti výpadkům internetového připojení. Kvůli možným výpadkům byla zavedena podmínka, která hlídá čas od poslední přijaté zprávy. Jestliže je tento čas vyšší než nastavená úroveň (5 min), je zařízení restartováno. Pokud nastane výpadek na straně Wi-Fi či internetového poskytovatele, je zařízení uspáno na dobu 20 min (nepředpokládá se delší výpadek, pokud ano, situace s uspáním zařízení se opakuje). Při vybití modulu pro odesílání je na straně přijímače vyvolán nepřetržitý hluboký spánek. Komunikace pak musí být ručně obnovena restartováním zařízení. Tímto opatřením by nemělo docházet k opakovanému restartování zařízení a tím opakování připojení k síti.

4 PLATFORMA THINGSPEAK

Jak již bylo zmíněno výše, je zde využita i platforma Thingspeak, která umožňuje přehledné grafické i statistické zpracování hodnot na webu, a to i s možností prostředí MATLABu. V rámci free účtu je možné provozovat až 4 kanály s omezením na 3 miliony příchozích zpráv ročně dohromady pro všechny kanály. Jeden kanál obsahuje dohromady 8 polí. V rámci neplacené verze je tedy možné zobrazovat až 8 x 4 hodnot. Při využití všech 4 kanálů lze stále odesílat každou minutu data. Při využití provozování zařízení na LoRaWAN síti je možné integrovat prostředí Thingspeak v rámci poskytovatele TTN (The Things Network).



Obrázek 4: Zobrazení dat na displeji a serveru Thingspeak.

5 ZÁVĚR

Zařízení je plně funkční a to jak při provozu na LoRa, tak i LoRaWAN. Systém zavlažování je momentálně nastaven tak, aby začal zavlažovat pokaždé, když klesne půdní vlhkost pod hranici



40% a zároveň se nejedná o extrémní okolní slunečné záření (pokud není hodnota UV příliš vysoká). Zavlažování je spuštěno pokaždé na určitou dobu (30s, cca 11 vody).

Co se týče rozpočtu, pak celý modul pro měření a odesílání dat spolu se zavlažováním stál přibližně 1800 Kč, modul přijímače vyšel na přibližně 450 Kč.

Vzhledem ke koncepci zařízení jej po drobných úpravách lze předělat na zařízení pro jiný účel, například jako vlastní automobilový alarm s konektivitou IoT (například by bylo možné přidat GPS modul, akcelerometr, spínací kontakt pro imobilizér,...).

Obrázek 5: Finální provedení celého systému.

PODĚKOVÁNÍ

Tento příspěvek vznikl za podpory projektu interního grantu VUT v Brně FEKT-S-20-6325.

REFERENCE

- [1] LoRaWAN síť [online]. [Cit. 2/2020]. Dostupné z: https://lora-alliance.org/about-lorawan
- [2] Vyhláška ČTÚ k využívání rádiových kmitočtů a k provozování zařízení krátkého dosahu [online]. 01/19 [Cit. 2/2020]. Dostupné z: https://www.ctu.cz/sites/default/files/obsah/ctu/vseobecne-opravneni-c.vo-r/10/01.2019-1/obrazky/vo-r10-012019-1.pdf
- [3] Obecně o IoT [online] 12/2017. [Cit. 3/2020]. Dostupné z: <u>https://www.iot-portal.cz/2017/12/23/internet-of-things-1-cast-vsichni-hovori-o-iot-ale-co-to-vlastne-je/</u>

CIRCULARLY POLARIZED ANTENNA ARRAY FOR ISM FREQUENCY BAND 24 GHz

Evans Liyambo

Bachelor's degree Programme (3), FEEC BUT E-mail: xliyam00@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Zbyněk Raida

E-mail: raida@feec.vutbr.cz

Abstract: In this paper, a circularly polarized antenna array [1] designed for operation at 45 GHz is redesigned to operate at 24 GHz. The antenna has a wide impedance bandwidth of 33 %, a 3 dB axial ratio bandwidth of 8.3 % and high gain performance. By using thicker substrates, the impedance bandwidth of the antenna was improved without changing its initial configuration. The antenna was designed in CST Microwave Studio.

Keywords: Circularly polarized antenna array, CST Microwave Studio, wideband antenna.

1 INTRODUCTION

At millimetre-wave frequencies, signals become more prone to faster, harder and longer degradation due to atmospheric conditions. These atmospheric conditions can also cause a change in phase or rotation of the signal and attenuate it. Linear polarization is greatly affected by these conditions compared to circular polarization. For this reason, among others such as less sensitivity to orientation of both transmitting and receiving antennas and the advantage of multipath effects, circularly polarized antennas are given preference for use in wireless communication systems such as GPS, radar, satellite systems and in fifth-generation (5G) communication systems [1], [2], [3], [4].

In this article, a 4x4 circularly polarized antenna array [1] designed to operate at 45 GHz is redesigned to operate at 24 GHz.

2 ANTENNA DESIGN

In [1], a novel planar antenna was designed on two substrates (see **Figure 1**). An antenna element comprising of four metallic patches is placed on the top substrate. On the bottom substrate, there is a microstrip feeder coupled to the antenna element by an aperture etched on the ground plane. Four metallic posts connect the patches to the ground. Two patches have L-shaped branches while the other two have truncated edges. These adjustments ensure that the conditions necessary for circular polarization to be attained are met [1].



Figure 1: Configuration of planar antenna element. Adopted from [1].

3 ANTENNA ELEMENT SIMULATION

The antenna was designed in CST Microwave Studio using the microwave substrate CuClad 217 ($\varepsilon_r = 2.17$, tan $\delta = 0.0009$) for both the top layer and the bottom one. The top substrate is 1.54 mm thick while the thickness of the bottom substrate is 0.254 mm. **Figure 2** shows the results of the antenna performance.



Figure 2: Frequency response of reflection coefficient (grey), axial ratio (blue) and gain (orange) of the antenna element in the 24 GHz ISM band.

The antenna element has a 3 dB axial ratio bandwidth of 13 %, an impedance bandwidth of 32 % from 19.0 GHz to 26.6 GHz and gain higher than 6 dBi for the frequency band 19 GHz to 30 GHz.

4 ANTENNA ARRAY SIMULATION

A 4x4 antenna array was designed with a compact corporate feed network (see Figure 3).



Figure 3: Antenna array design in CST Microwave Studio: (a) top view, (b) bottom view

Simulated frequency responses of |S11|, gain and axial ratio of the antenna array are shown in **Figure 4**. The impedance bandwidth is 33.0 % while the axial ratio bandwidth is 8.3 % (from 23 GHz to 25 GHz).Since both the impedance and axial ratio bandwidths are directly influenced by the separation distances between the individual antenna elements (mutual coupling) and improvement on one leads to an adverse effect on the other, a compromise was made during optimization which

led to the axial ratio bandwidth of the antenna array being lower than that of a single antenna element. The simulated axial ratio bandwidth still sufficiently covers the 24 GHz ISM frequency band which ranges from 24 GHz to 24.25 GHz. The gain is above 16.5 dBi from 16.6 GHz to 30 GHz with the peak value of 18.9 dBi.



Figure 4: Frequency response of reflection coefficient (grey), axial ratio (blue) and gain (orange) of the 4x4 antenna array in the 24 GHz ISM band.

Radiation pattern of the 4x4 antenna array is depicted in **Figure 5**. The side lobe level equals to -9.9 dB and its low level as can be seen from **Figure 5** is mainly due to the spurious radiation of the microstrip feed network.



Figure 5: Normalized radiation pattern of the 4x4 antenna array at 24 GHz (Phi =90°).

5 CONCLUSION

In the paper, the 4x4 antenna array is described. The design of the original antenna was modified for the 24 GHz ISM band. The antenna was optimized and simulated.

The antenna has a very wide impedance bandwidth 33 % at frequencies 19.0 GHz to 26.9 GHz and a 3 dB axial ratio bandwidth of 8.3 % for frequencies 23 GHz to 25 GHz. The gain was 18.2 dBi at the operating frequency (24 GHz) and was above 16.5 dBi for the frequency band 19 GHz to 30 GHz.

Currently, experimental verification of antenna parameters is prepared.

ACKNOWLEDGEMENT

The presented research was supported by the Internal Grant Agency of Brno University of Technology project no. FEKT-S-20-6526.

REFERENCES

- [1] GAN, Zheng, Zhi-Hong TU, Ze-Ming XIE, Qing-Xin CHU and Yue YAO, Compact wideband circularly polarized microstrip antenna array for 45 GHz application, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2018, vol. 66, no. 11, p. 6388-6392. DOI: 10.1109/TAP.2018.2863243.
- [2] KA MING MAK and KWAI MAN LUK, A circularly polarized antenna with wide axial ratio beam-width, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2009, vol. 57, no. 11, p. 3309-3312. DOI: 10.1109/TAP.2009.2029370.
- [3] YANG, Shing-Lung Steven, Ahmed A. KISHK and Kai-Fong LEE, Wideband circularly polarized antenna with L-shaped slot, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2008, vol. 56, no. 6, p. 1780-1783. DOI: 10.1109/TAP.2008.923340.
- [4] Intelsat Satellite telecommunications company, *Circular polarization vs. linear polarization* [cit. 2019-12-12], av.: www.intelsat.com/wp-content/uploads/2013/02/polarization.pdf

Bakalářské projekty

Kybernetika a automatizace

THERMAL FLOW METER

Albert Mlčoch

Bachelor Degree Programme (3), FEKT VUT

E-mail: xmlcoc11@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Petr Beneš

E-mail: benesp@feec.vutbr.cz

Abstract: The paper deals with verification of mathematical model of thermoanemometric sensor of water flow according to King's equation. The model and measuring apparatus are briefly described. The paper deals mainly with measurement and its evaluation. The model is gradually modified depending on the measured data. The conclusion summarizes the current knowledge and measurement accuracy of a modified sensor model.

Keywords: flow measurement, heat measurement, King equation, mathematic model

1 ÚVOD

Cílem výzkumu je vyvinout jednoduchý a na údržbu nenáročný snímač průtoku tekutin založený na principu tepelného anemometru, tedy měření výkonových ztrát na vyhřívaném prvku. Ztráty na vyhřívaném prvku jsou funkcí průtoku tekutiny. Požadovaný rozsah snímače je do 5 kg/min (pro vodu) s chybou měření 0,5%. Pro snímač bylo nutné vybrat vhodný matematický model a stanovit jeho parametry. Z důvodu netypického geometrického uspořádání snímače bylo nutné model značně upravit.

Snímač je v provedení tenké nerezové trubičky s plochým prolisem. Na prolisu jsou umístěny dva platinové snímače teploty, jeden jako vyhřívaný element, druhý měří teplotu tekutiny.



Obrázek 1: Model snímače P1K0/050 se šroubením (v měřítku, rozměry v milimetrech)

2 MATEMATICKÝ MODEL SNÍMAČE

Předpokládaná závislost výkonových ztrát na snímači vychází z tepelných ztrát prouděním [1]:

$$P = K \cdot \lambda \cdot Pr^m \cdot Re^n \cdot S \cdot \Delta T \tag{1}$$

kde *P* je ztrátový výkon, *K* je geometrická konstanta průtokoměru, λ je tepelná vodivost prostředí, Pr je Prandtlovo číslo a *Re* je Reynoldsovo číslo, *m* a *n* jsou experimentálně získané konstanty,

S je průřez průtokové trubice a ΔT je rozdíl teplot. Po zahrnutí ztrát vedením vede rovnice (1) na Kingovu rovnici [2]. Tu můžeme vyjádřit například ve tvaru:

$$P = \Delta T \cdot \left(A + B \cdot \sqrt{\nu} \right) \tag{2}$$

kde *P* je ztrátový výkon na vyhřívaném rezistoru [W]

 ΔT je rozdíl teploty tekutiny a teploty vyhřívaného prvku [°C]

A jsou tepelné ztráty na vyhřívaném prvku způsobené vedením tepla (tedy za nulového průtoku) $[W \cdot K^{-1}]$

B je parametr pro ztráty způsobené prouděním média [$W \cdot K^{-1} s^{1/2} m^{-1/2}$]

v je rychlost proudění tekutiny [m/s]

Po dosazení hmotnostního průtoku Q_m do rovnice (2) dostáváme vztah pro tento průtok:

$$Q_m = \rho \cdot S \cdot \left(\frac{P - \Delta T \cdot A}{\Delta T \cdot B}\right)^2 \tag{3}$$

kde $Q_m = v \cdot \rho \cdot S$ je hmotnostní průtok [kg/s]

 ρ je hustota tekutiny [kg/m³]

S je průřez trubky, v našem případě 8 mm² [mm²]

3 MĚŘICÍ APARATURA A ZPŮSOB MĚŘENÍ

Měřený přípravek P1K0/050 byl zapojen do uzavřeného vodovodního okruhu s čerpadlem a regulačním ventilem. V sérii s měřeným přípravkem byl zapojen referenční průtokoměr Sitrans F C MASS2100 s možností měření hmotnostního průtoku, teploty a hustoty kapaliny. Před a za snímačem byl měřen diferenční tlak. Těsně před snímačem byla měřena teplota vody referenčním snímačem KTG2/C-30 (Pt 1000, dvouvodičově ohmovou metodou). Hodnoty ze snímačů teploty na trubičce P1K0 (Pt 1000, chladný snímač) a P0K05 (Pt 50, vyhřívaný snímač) byly měřeny čtyřvodičově ohmovou metodou.

4 MĚŘENÍ PARAMETRŮ MODELU

Za nulového průtoku vody byl měřen parametr A. Z matematického modelu vychází, že parametr A je roven směrnici závislosti odebíraného výkonu na rozdílu teplot. Předpokladem bylo, že je tato závislost lineární, což se měřením nepotvrdilo, jak je znázorněno na obrázku 2.



Obrázek 2: Měření parametru A s neizolovaným a izolovaným snímačem

Parametr A byl tedy nahrazen polynomem:

$$A = A_{1} \cdot \Delta T + A_{0} = A_{0} \left(\frac{A_{1}}{A_{0}} \cdot \Delta T + 1 \right) = A_{0} (A_{\alpha} \cdot \Delta T + 1)$$
(4)

Toto chování lze vysvětlit změnou tepelné vodivosti vody a okolního vzduchu při změně jejich teploty, případně i prouděním vzduchu okolo zahřáté trubičky snímače.

Při měření parametru B se za držení konstantní teploty zvyšoval průtok tekutiny. Předpokladem bylo, že parametr B zůstane pro všechny průtoky konstantní, nelinearita odebírání tepla prouděním je v rovnici (1) vyjádřena odmocninou rychlosti. Ani tento předpoklad se pro tuto geometrii snímače nepotvrdil. Měření proběhlo pro rozdíly teplot dT = 3, 8, 13, 18, 23, 28, 33, 38 a 51°C, parametr B se měnil pro všechny měřené rozdíly teplot, jak je vidět na obrázku 3. Průběh parametru B lze aproximovat následující mocninnou funkcí:

$$B = B_k \cdot Q^{-B_{exp}} \tag{5}$$



Obrázek 3: Velikost parametru B v závislosti na průtoku pro dT = 38°C

Toto chování parametru B lze vysvětlit rozdílnou geometrií snímače oproti běžným anemometrům. Jedná se zejména o umístění vyhřívaného tělíska, které není v měřicí trubici, ale je pro jednoduchost konstrukce přilepeno zvenčí. Z těchto měření lze odvodit výslednou rovnici snímače:

$$Q_m = \left\{ \frac{S \cdot \rho_{(T)}}{B_k^{2} \cdot \Delta T^2} \cdot [A_0 \cdot \Delta T \cdot (A_\alpha \cdot \Delta T + 1) - P]^2 \right\}^{\frac{1}{1 - 2 \cdot B_{exp}}}$$
(6)

Už z aproximace pro parametr B na obrázku 3 je zřejmé, že v části průběhu okolo průtoku Q = 0,03 kg/s neaproximuje měřená data dostatečně přesně. Po dosazení do výsledného vztahu je vidět výrazná odchylka od měřených dat ve střední části charakteristiky.

Pro objasnění odchylky v charakteristice byly učiněny následující úpravy měření: došlo ke kalibraci snímačů teploty, byly měřeny časové konstanty snímače, byla řízena teplota v laboratoři na konstantní hodnotu, snímač byl tepelně zaizolován keramickou vatou, byly změřeny tlakové ztráty na snímači pro podezření na turbulence v měřicím potrubí. Celá charakteristika byla měřena jedním referenčním průtokoměrem, který byl srovnán s ostatními průtokoměry, pro vyloučení možnosti chyby referenčního průtokoměru.



Obrázek 5: Naměřená a vypočtená charakteristiky před a po úpravě měření

Po zdokonalení měření je z obrázku 5 jasně vidět, že naměřená anomálie nebyla chybou měření, ani šumem. V charakteristice snímače dochází k zatím neidentifikovanému přechodovému jevu, který nelze proložit jednoduchou funkcí. Naměřené charakteristiky lze proložit polynomy vyšších řádů (4., 5., 6. řád), to ovšem nelze použít při reálném provozu snímače, a to zejména z důvodu složité kalibrace koeficientů a nemožnosti určit vliv jednotlivých jevů, například změnu okolní teploty, na velikost koeficientů polynomu. Tento jev způsobí odchýlení charakteristiky od předpokládané hodnoty. Prozatím se experimentálně ani teoreticky nepodařilo prokázat původce jevu. Při průchodu charakteristiky bodem zlomu nedochází ke změně tlakové ztráty. Určitým vysvětlením by mohl být vznik turbulentního proudění v oblasti zúžení potrubí.

5 ZÁVĚR

Snímač prozatím nedosahuje požadované přesnosti 0,5%, i po rozdělení na dvě navazující funkce před a za anomálií dosahuje přesnosti pouze 2%. Pro zvýšení přesnosti je nutné zvětšit průřez trubičky snímače, tím se docílí menší rychlosti tekutiny v trubičce, tedy i větší citlivosti. Charakteristika by se také mohla vyhnout nežádoucí anomálii. Zvětšením průřezu by umožnilo docílit požadovaného průtoku 5 kg/min (pro vodu) s nižšími tlakovými ztrátami. Určení nových rozměrů trubičky tak, aby výsledný snímač dosáhl požadovaných parametrů je předmětem aktuálního zkoumání a simulací.

REFERENCE

- [1] Základní pojmy a definice: Měření průtoku a výšky hladiny. Praha: BEN technická literatura, 2005, s. 23-41. Senzory neelektrických veličin. ISBN 80-7300-156-X.
- [2] Kingova rovnice: Olin, Ph.D, John G. A Standard for manufacturers of thermal dispersion mass flow meters. Sierra Instruments, Inc.: CEO, Founder. October 15, 2008.

IO-LINK DEMO PANEL

Martin Niemczyk

Bachelor Degree Programme (3), FEEC BUT E-mail: xniemc00@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Radek Štohl

E-mail: stohl@feec.vutbr.cz

Abstract: This project deals with industrial interface IO-Link, sensors and display elements that enable communication on this interface. The subject of this project is an instrumentation of the IO-Link components and research of devices available on the market. The aim of this project is a specification of the components, design and construction of a panel which demonstrates the IO-Link communication. The demo panel will serve as a teaching material for students on which they will learn how to program PLC application that works with IO-Link components.

Keywords: IO-Link, PLC, 3D print, automation, sensors

1 ÚVOD

Tento projekt je prováděn v rámci bakalářské práce, která byla zadána pro vytvoření demonstračního panelu IO-Link. Panel má sloužit k výuce studentů v laboratoři PLC firmy Allen Bradley. V rámci výuky by se studenti měli seznámit se způsoby programování aplikací pro PLC, které budou pracovat s IO-Link komponentami.

První částí projektu je výběr IO-Link komponent od společnosti ifm electronic. Jedná se o výběr masterů podporující komunikaci s nadřazeným systémem přes Ethernet/IP, dále výběr IO-Link zařízení – snímačů a výstupních signalizačních zařízení nebo jednoduchých vizualizačních prvků. Další částí projektu je návrh demonstračního panelu – vytvoření přehledového blokového schématu, které popisuje rozvržení komponent. Po zhotovení tohoto prvotního návrhu se projekt zabývá také vytvořením elektrotechnického schématu, které popisuje zapojení vnitřních elektrických obvodů panelu, propojení zařízení a masterů speciálními vodiči s danou konektivitou a také implementaci tohoto systému do vnitřní sítě laboratoře.

Po vytvoření specifikace potřebných elektrických zařízení (svorek, jističů, kabelů) z elektrotechnického schématu bude panel zhotoven a bude otestována jeho funkčnost. Po otestování bude vytvořena vzorová aplikace komunikující s celým systémem.

2 VÝBĚR IO-LINK MASTERŮ A ZÁKLADNÍ PARAMETRY

Při výběru IO-Link masterů [1] byly porovnávány mnohé parametry, ale pouze některé byly pro výběr klíčové. Mezi tyto parametry se řadí typ modelové řady a provedení, typ a počet portů s IO-Link rozhraním, počet portů komunikujících přes Ethernet/IP, přítomnost IoT portu nebo také doporučená cena. K některým zmíněným parametrům se krátce vyjádřím.

Porovnávané IO-Link mastery se vyrábějí ve třech základních modelových řadách. Řada StandardLine se vyznačuje přítomností dvou Ethernet portů, jedním napájecím portem a vstupně/výstupními porty. Řada PowerLine oproti předchozí řadě navíc obsahuje výstupní napájecí konektor pro IO-Link moduly. Řada DataLine oproti StandardLine obsahuje přídavný IoT port. IO-Link mastery se také rozdělují na provedení do rozváděče, provozu nebo potravinářských aplikací. Tato provedení se vyznačují rozdílným stupněm krytí a konektivitou (svorkovnice na masteru nebo M12 konektory). Dalším důležitým parametrem byl typ portů. Porty typu A a B se liší hlavním účelem použití. Porty typu A se především používají pro připojení senzorů. Přes port typu A je možno napájet daný snímač, parametrizovat ho a zároveň přijímat až dvě bitové hodnoty z výstupu snímače. Také umožňuje napájet snímače nebo aktuátory napětím 24 V DC při maximálním proudovém zatížení 300 mA. Porty typu B se především používají pro připojení aktuátorů, které lze parametrizovat. Opět lze zapojit i snímače, které lze také parametrizovat. Nevýhodou portu typu B je možnost přijímat pouze jednu bitovou hodnotu ze snímačů. Aktuátory, které mají velký proudový odběr a potřebují přídavné napájení 24 V DC, musí být galvanicky odděleny.

Po zvážení těchto parametrů byly vybrány IO-Link mastery AL1920 (pro použití v rozváděči) a AL1320 (pro použití v provozu). O tyto mastery bylo ve spolupráci s vedoucím bakalářské práce zažádáno.

3 IO-LINK ZAŘÍZENÍ

Demonstrační panel by měl prezentovat funkci IO-Link technologie. Panel k demonstraci má rozměry 1080 x 570 mm. Bude obsahovat Ethernet/IP průmyslový přepínač Hirschmann RS20, zdroj 24 V DC Idec PS5R-SG24 (max. 10 A), dodané mastery, odpovídající jištění zařízení na panelu a také příslušné vnitřní obvody a svorkovnice. Dále bude obsahovat snímače k demonstraci rozmanitých principů měření – laserový snímač vzdálenosti OID200, ultrazvukový snímač vzdálenosti UGT214, indukčnostní snímač přítomnosti materiálu IG6615 a teplotní snímač TV7105. Bude obsahovat též čtecí a zapisovací RFID hlavu DTI515, displej k zobrazování hodnot fyzikálních veličin E30391 a LED signální světlo DV2520.

4 NÁVRH A REALIZACE PANELU

Po dodání všech potřebných komponent sloužících k vytvoření a zapojení demonstračního panelu jsem postoupil k části, kde byl panel navržen, tvořen a zapojován. První nutnou částí bylo vytvoření elektrotechnického schématu, podle kterého byl panel zapojen. Z IO-Link zařízení má v těle komponenty díry na šrouby pouze RFID hlava DTI515 a displej E30391. U zbývajících komponent bylo potřeba řešit uchycení k panelu. V této části byly také navrženy a zhotoveny měřící přípravky vzdálenosti, které jsou na panelu použity ke snímačům vzdálenosti OID200 a UGT214. Demonstrační panel je na obrázku 1.



Obrázek 1: Demonstrační panel IO-Link

Pro uchycení IO-Link zařízení bylo potřeba vytvořit modely držáků, které byly vytištěny na 3D tiskárně Creality Ender 3. Tyto modely byly přizpůsobeny tak, aby mohly být uchyceny šrouby typu M4x20 s podložkami a křídlovými maticemi k panelu. Bylo potřeba navrhnout tvary držáků tak, aby snímače mohly správně fungovat a měřit nezkreslené hodnoty fyzikálních veličin jejich okolí.

Návrh těchto modelů probíhal v softwaru NX12 firmy Siemens na školní licenci. Tento software umožňuje např. tvorbu 3D modelů, tvorbu 3D sestav nebo možnost měřící analýzy. Samozřejmostí je import modelů různých grafických formátů a také export do těchto formátů.

Byly navrženy uchycení snímačů IG6615, TV7105, OID200, UGT214 a LED signálního světla DV2520. Ke snímačům OID200 a UGT214 byly zhotoveny taktéž posuvné měřící přípravky s odraznými terči. Všechny tyto modely byly exportovány do grafického formátu s příponou STL. Export z programu NX12 probíhal s nastavením tolerance profilu s hodnotou 0,08 mm a s hodnotou úhlové tolerance 1°. Exportovaný model uchycení LED signálního světla DV2520 do formátu STL je možno vidět níže na obrázku 2.

Následně byly tyto modely ve formátu STL importovány do tzv. sliceru. Slicerem se v oblasti 3D tisku rozumí software, kterým nastavujeme parametry tisku daných 3D modelů. Zároveň tento software exportuje 3D model s nastavenými parametry tisku do formátu, se kterým pracuje 3D tiskárna. Mezi hlavní parametry tisku 3D modelů se řadí typ filamentu (materiálu), teplota trysky a vyhřívané podložky, výška jedné vrstvy v modelu, tloušťka stěn, procentuální výplň modelů materiálem, rychlost přesunu tiskové hlavy, množství dávkování filamentu nebo také typ podložky, na kterou bude vytisknut 3D model. Tato podložka slouží k lepšímu vyrovnání vyhřívané podložky (pokud nebyla dokonale vyrovnána) a také ke zjednodušení oddělení vytisknutého 3D modelu od vyhřívané podložky.

Výroba uchycení komponent k panelu pomocí 3D tisku byla zvolena kvůli jednoduchosti výroby a přesnosti. Rozměrová data snímačů byla zjištěna z volně dostupných rozměrových výkresů IO-Link komponent. Všechny držáky komponent byly tištěny pouze jednou a uchycení IO-Link zařízení v držácích bylo přesné a vyhovující těmto zařízením. Pouze odrazový terč pro snímač UGT214 byl tištěn vícekrát, jelikož bylo podstatné jej u ultrazvukového snímače dimenzovat dle dvou parametrů. Bylo potřeba jej zhotovit tak, aby byl co nejmenší a nepřekážel práci v laboratoři, ale zároveň nesměla být ovlivněna schopnost odrazu ultrazvukové vlny zmíněného snímače. Poté by mohlo dojít ke špatné detekci terče kvůli malé velikosti nebo k nežádoucím odrazům od jiných předmětů v laboratoři.



Obrázek 2: Uchycení LED signálního světla DV2520

5 PROGRAMOVÁNÍ APLIKACE PRO PLC

Aplikace byla vytvořena v softwaru Logix Designer Studio 5000 firmy Rockwell Automation. Společnost ifm electronic poskytuje ke svým IO-Link zařízením také Add-On instrukce, které zajišťují základní navázání komunikace mezi IO-Link masterem a zařízením včetně přenosu měřených hodnot nebo diagnostických dat. Tyto Add-On instrukce jsou dostačující pro zobrazení hodnot ze snímače nebo signalizace chybového stavu. Pro složitější úkony (např. parametrizaci snímačů) je potřeba využít buď adresního prostoru zobrazeného v tabulce tagů v softwaru, nebo jednodušší možnost, kterou je nastavování parametrů pomocí softwaru LR Device. Přes tento software lze zobrazit všechny informace o dané komponentě a také je možno ji parametrizovat (např. nastavení hodnoty spínacího bodu). Část programu s použitím Add-On instrukce ke snímači vzdálenosti OID200 lze vidět na obrázku 3. V bloku Add-On instrukce je zobrazeno nastavení přenosu dat nebo port, ke kterému je připojeno zařízení, s jímž instrukce komunikuje. Je nutno nastavit ID snímače a ID firmy, která jej produkuje. Také je možno vidět měřenou hodnotu vzdálenosti a signalizaci módu komunikace, ve kterém snímač pracuje, signalizaci chybového stavu nebo také informaci o dosažení menší hodnoty vzdálenosti pomocí bitu Out1, než je nastavená hodnota spínacího bodu. K těmto datům lze přistupovat přes tag Add-On instrukce. Příkladem přístupu k tomuto bitu Out1 je zápis OID200.Out1, který můžeme použít v dalších instrukcích programu.

Cyclic Data with Diagnostics
AOI_OID200_4Port AOI_OID200_4Port OID200
PLC_Input IO2:I1.Data Datastorage_Error Port_Process_Data_Size 4* Device_Not_Connected
Port_Number 2• IOL_Mode Distance 44• Invalid_Data
Vendor_ID 310•

.

Obrázek 3: Použití Add-On instrukce pro snímač OID200

6 ZÁVĚR

V návrhové části byly vybrány všechny potřebné komponenty k realizaci panelu na základě jejich parametrů. O tyto komponenty bylo zažádáno. Jednalo se především o IO-Link mastery a zařízení. Byly také obdrženy další komponenty, jako zdroj Idec PS5R-SG24 k napájení masterů a také síťový přepínač Hirschmann RS20. Bylo vytvořeno grafické přehledové schéma a elektrotechnické schéma zapojení. Na základě těchto podkladních materiálů byl panel zhotoven. Při montáži a zapojování panelu byly také tištěny 3D modely uchycení komponent k panelu a měřící přípravky vzdálenosti. Tyto přípravky se skládají z kolejnice a posuvného odrazového terče a tvoří překážku vhodnou k odrazu laserového paprsku nebo ultrazvukové vlny. Po otestování panelu z elektrotechnického hlediska byla vytvořena PLC aplikace komunikující s danými zařízeními.

Jelikož je tento projekt řešen v rámci bakalářské práce, bude ještě pravděpodobně docházet k modifikaci softwaru. Tomu bude přiřazena určitá logika v závislosti na měřených hodnotách ze snímačů - např. při zvýšení teploty laboratoře měřené teplotním senzorem TV7105 nad 24 °C bude tato skutečnosti signalizována rozsvícením 5. segmentu LED signálního světla DV2520 na červe-nou barvu. Kromě těchto modifikací bude ještě vytvořena vizualizační aplikace.

PODĚKOVÁNÍ

V této části bych chtěl poděkovat vedoucímu bakalářské práce a také vedoucímu tohoto projektu Ing. Radku Štohlovi, Ph.D. za odborné vedení, konzultace a komunikaci s dodavatelskými firmami.

REFERENCE

[1] *[ifm electronic]: IO-Link Mastery* [online]. Praha 4: ifm electronic [cit. 2019-11-20]. Dostupné z: <u>https://www.ifm.com/cz/cs/category/055/055_010</u>
MOTION CONTROL OF AN AILERON

Michal Kotrlý

Bachelor Degree Programme (3), FEEC BUT E-mail: xkotrl04@stud.feec.vutbr.cz

> Supervised by: Libor Veselý E-mail: veselyl@feec.vutbr.cz

Abstract: This article covers a Bachelor's thesis with an aim to design, assemble and test an electromechanical model of an aileron that would verify used control algorithms. Mainly those that mitigate force fight between actuators and reduce mechanical stress affecting lifespan of the aileron. Algorithms are implemented in a PLC which supplies power to actuators / sensors and controls the position and movement of the aileron.

Keywords: aileron, feedback control, position control, computer-controlled systems

1 ÚVOD

Příspěvek se věnuje realizaci a řízení elektromechanického modelu křidélka na křídle letounu. Algoritmy polohového řízení plochy křidélka jsou implementovány do PLC společnosti B&R. Cílem práce je vhodná realizace polohového řízení a zkoumání mechanického namáhání plochy křidélka s následnou úpravou řídicích algoritmů pro snížení mechanického namáhání plochy křidélka. Důvody pro implementaci vhodného řídicího aparátu, který by potlačil nebo odstranil namáhání plochy, vychází z reálné situace v praxi, která je popsána níže.

2 POPIS PROBLÉMU

Řídicí plochy skutečných letounů (křidélka, směrová a výšková kormidla) jsou polohovány hydraulickými aktuátory ve dvou základních provozních konfiguracích. *Active-standby*, kdy jeden aktuátor působí na řídicí plochu a druhý je záložní pro případ poruchy a *active-active*, kdy oba aktuátory působí na plochu současně. Druhé řešení přináší výhodu při dimenzaci aktuátorů, mohou být dimenzovány na menší výkon, než je tomu v konfiguraci *active-standby*. Současné působení aktuátorů však může způsobovat protichůdné síly mezi aktuátory (aktuátory se navzájem přetlačují) a vznik torzního momentu, který namáhá řídicí plochu letounu a snižuje životnost komponent. Protichůdné síly jsou způsobeny rozdílnými odchylkami a tolerancemi aktuátorů, snímačů polohy a řídicí elektroniky, vznikajícími částečně při výrobě jednotlivých komponent.

3 POPIS MODELU

V softwaru SolidWorks byla vytvořena vizualizace celého modelu, zobrazená na obrázku 1. Nosná konstrukce přípravku je tvořena hliníkovými profily, které zajišť ují potřebnou elevaci přípravku od podložky pro volný pohyb plochy křidélka v požadovaném rozsahu. Většina komponent modelu byla vytvořena v softwaru SolidWorks a vytisknuta na 3D tiskárně. Plocha křidélka je ve spodní části záměrně ztenčena pro maximální pružnost při torzním namáhání tak, aby byl efekt mechanického namáhání okem pozorovatelný a bylo možné zhodnotit dosažené výsledky omezení tohoto jevu. Moment síly motoru je na plochu křidélka přenášen přes vyfrézované duralové profily, které zajišť ují pevné spojení křidélka s jeho hřídelí. Stejnosměrný motor s planetovou převodovkou v roli aktuátoru polohuje přes pružnou spojku, kluznou spojku a řemen plochu křidélka. Poloha křidélka je dána

jeho úhlovou výchylkou, která je snímána rotačním potenciometrem, umístěným na hřídeli křidélka, a magnetickým absolutním enkodérem. Data o poloze křidélka jsou zavedeny do PLC, zpracovány řídicími algoritmy a příslušný akční zásah je přiveden z PLC k stejnosměrnému motoru. Tím je uzavřena regulační smyčka polohy křidélka. Z osové symetrie modelu a požadavku na konfiguraci aktuátorů v režimu active-active plyne, že model obsahuje dvě totožné regulační smyčky.



Obrázek 1: Vizualizace modelu a realizace (1- DC motor, 2- pružná spojka, 3- kluzná spojka, 4- absolutní enkodér, 5- potenciometr)

4 REGULAČNÍ SMYČKA

Potenciometr je zapojen s předřadným odporem jako odporový dělič napájený napětím 24V tak, aby úhel natočení odpovídal výstupnímu napětí 0-10V, měřenému modulem analogových vstupů PLC. Pro absolutní enkodér s Hallovými sondami byl vytvořen jednoduchý plošný spoj a pouzdro pro částečnou ochranu před poškozením. Na řemenici v ose hřídele křidélka je umístěna vložka obsahující neodymový magnet, jehož změnu magnetického pole při rotaci křidélka enkodér detekuje. Tento senzor snímá polohu křidélka v krajních bodech plochy (potenciometry snímají polohu ve středu plochy), je tedy možné určit míru zkrutu plochy mechanickým namáháním. Data ze snímačů jsou zpracovány cyklickým programem v PLC, řídicí algoritmy v něm neběží spojitě, ale jsou spouštěny v diskrétních časových okamžicích, časově posunutých o periodu vzorkování. Ta je dána zvolenou periodou běhu cyklického programu. Program tak v diskrétních okamžicích určuje akční zásah, který je zpracován modulem PLC pro řízení motoru. Modul generuje PWM signál o nastavitelné frekvenci a střídě odpovídající akčnímu zásahu, kterým je stejnosměrný motor řízen [2].

5 TEST REALIZOVANÉHO MODELU

Realizovaný model (nekompletní) je zobrazen na obrázku 1. Pro aproximaci operátorového přenosu soustavy v Laplaceově transforaci byly naměřeny přechodové charakteristiky soustavy, tzn. odezva polohy křidélka na skokovou změnu řídicí proměnné typu int16, která určuje střídu PWM signálu řídící motor [3]. Odezva je zobrazena na obrázku 2. Vertikální osa je cejchována v rozsahu proměnné PLC typu int16, která ukládá hodnotu výstupu potenciometru z A/D převodníku. Z charakteru soustavy je zřejmé, že se jedná o soustavu s astatismem prvního řádu, časová konstanta motoru byla stanovena na hodnotu 50 ms. Přenos soustavy je tedy při periodě vzorkování $T_{vz} = 10ms$ dán vztahem:

$$F_s(p) = \frac{K_s}{p(pT+1)}e^{-pT_d} = \frac{0.09}{p(0.05p+1)}e^{-0.015p}$$
(1)

kde K_s je zesílení soustavy, T je časová konstanta motoru a T_d časová konstanta dopravního zpoždění.



Obrázek 2: Odezva reálné soustavy a modelu soustavy na skok řídicí veličiny motoru



Obrázek 3: Blokové schéma diskretizovaného PI regulátoru s omezením sumační složky (K - zesílení regulátoru, Tvz - perioda vzorkování, Ti - časová konstanta sumační složky)

Dopravní zpoždění je způsobeno součtem zpoždění půl periody vzorkovaní vlivem diskretizace a zpoždění o periodou vzorkování při výpočtu akčního zásahu [1]. Tato aproximace byla provedena pro úvodní test regulace dané soustavy a ověření správné funkce všech zásadních součástí modelu. Jako regulační struktura byl zvolen diskretizovaný PI regulátor s omezením akčního zásahu a integrační (sumační) složky (antiwindup) [1], implementovaný do cyklického programu PLC v jazyce C.

Pro návrh regulátoru bylo možné díky dopravnímu zpoždění, které umožňuje přivést aproximovanou soustavu na mez stability, použít metodu Zieglera-Nicholse pro určení parametrů regulátoru s následnou úpravou parametrů na základě chování regulované soustavy. Proporcionální zesílení regulátoru *K* bylo nastaveno na hodnotu 200 a časová konstanta sumační složky $T_i = 0, 15s$. Odezva soustavy na změnu žádané polohy křidélka je zobrazena na obrázku 4. Žádaná hodnota polohy je reprezentována proměnnou typu int16, vpravo je zobrazen akční zásah regulátoru, cejchován na hodnotu střídy PWM signálu řídící motor. (Záporné hodnoty střídy znamenají opačný směr otáčení motoru.)

6 ZÁVĚR

První test prokázal, že při vychýlení křidélka z žádané polohy způsobuje akční zásah viditelný zkrut plochy křidélka, což je pro studium namáhání plochy žádoucí. Parametry a strukturu regulátoru by bylo vhodné upravit tak, aby byla regulace polohy bez překmitu. Dále se projevila slabá místa modelu, zejména kluzná spojka vykazuje nelinearitu typu vůle v převodech a pružná spojka, která je vlivem převodových poměrů výrazně mechanicky namáhána. Na modelu bude možné ověřit efektivitu navržených softwarových metod pro minimalizaci mechanického namáhání křidélka a přenést dosažené poznatky do praxe.



Obrázek 4: Odezva regulované soustavy na skok žádané hodnoty polohy

- [1] PIVOŇKA, Petr. Číslicová řídicí technika. Vysoké učení technické v Brně, 2012.
- [2] X20 System User's Manual [online]. B&R Industrial Automation GmbH, 2018 [cit. 2020-02-11].
- [3] KUBÍK, Stanislav, Zdeněk KOTEK a Miroslav ŠALAMON.*Teorie regulace II. Nelineární regulace: vysokoškolská učebnice pro elektrotechnické fakulty vysokých škol technických.* Praha: Nakladatelství technické literatury, 1969.

INTER TURN SHORT-CIRCUIT DETECTION IN VECTOR CONTROLLED PMS MOTOR USING AI

Lukáš Zezula

Bachelor Degree Programme (3), FEEC BUT E-mail: xzezul06@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Petr Blaha

E-mail: blahap@feec.vutbr.cz

Abstract: This paper deals with the diagnostics of inter turn faults in a vector controlled synchronous motor with permanent magnets. Inter turn faults are detected by a convolution neural network from adequately preprocessed current signals of the stator phases. The goal is to create a model within which different severity of inter turn faults will be simulated. Data from the simulations are preprocessed and transformed using Wavelet transform and the resulting scalograms are fed to a pre-trained convolution neural network GoogLeNet. This neural network's diagnostic capabilities are tested on a physical drive, capable of emulating faults.

Keywords: PMSM, ITF, Inter turn fault, Inter turn short-circuit, Vector control, Convolutional neural network, Motor fault diagnostics

1 ÚVOD

V několika posledních letech se výrazně rozšiřují aplikace synchronních motorů, především potom motorů s permanentními magnety (PMSM – permanent magnet synchronous machine). Tyto se staly standardní pohonnou jednotkou v průmyslových servopohonech a v současné době se jejich uplatnění rychle rozšiřuje i v oblasti dopravní techniky. Mezi jejich výhody patří menší objem, hmotnost a moment setrvačnosti. Dále potom vysoká momentová přetížitelnost a účinnost.

Mezizávitové zkraty (ITF – Inter turn faults) se vyskytují v důsledku porušení izolace na statorovém vinutí. Jedná se o jednu z nejvíce se vyskytujících poruch na elektrických motorech vůbec. Včasná diagnostika těchto zkratů je klíčová zejména proto, že včas nepodchycený mezizávitový zkrat může vyústit až ve vznícení motoru.

V rámci této práce je realizován model PMSM schopný simulovat ITF. Tento model je následně vektorově řízen a jsou simulovány průběhy fázových proudů pro různé závažnosti zkratu. Simulované proudy jsou zakódovány do jednoho signálu, na který je aplikována Vlnková transformace. Vzniklý set škálogramů je použit pro syntézu obrázků, na které je učena předučená konvoluční neuronová síť (CNN - convolution neural network) GoogLeNet. Řídicí algoritmus je následně implementován do reálného pohonu, který je schopný emulovat poruchy. Naměřená data jsou předzpracována obdobným způsobem a použita pro validaci neuronové sítě.

2 SIMULACE MEZIZÁVITOVÝCH ZKRATŮ

Pro simulaci ITF se ukazuje být nejpřesnější použití modelů motoru vytvořených pomocí metody konečných prvků. Tato práce však používá výsledky simulace pro učení CNN. Je tedy klíčové, aby byl použitý model univerzální pro více druhů PMSM i za cenu menší přesnosti. Tento fakt znemožňuje použití metody konečných prvků, která využívá přesnou geometrii daného motoru. Jedním ze základních požadavků potom je, aby parametry skutečného motoru, které jsou předány modelu, byly měřitelné nebo dohledatelné v jeho výrobní dokumentaci. Z tohoto důvodu byl použit matematický model PMSM. Běžné matematické popisy však nezahrnují fakt, že na reálném motoru

se fázové vinutí skládá z několika sériově/paralelně řazených cívek, což je pro správnou simulaci ITF klíčové. Tuto problematiku popsal Gu [1] a do modelu PMSM zahrnul počet cívek na jedné fázi a parametr γ , který kvantifikuje magnetické vazby mezi cívkami na jednom vinutí a lze jej vypočíst z naměřených indukčností. V této práci je použita *abc* varianta modelu převzatého z [1], protože diagnostika probíhá na základě fázových proudů.

Pro realizaci pohonu bylo použito vektorové řízení s d složkou řízenou do nuly tak, jak jej popisuje Sul [2]. Momentové řízení bylo rozšířeno o PI regulátor otáček s akčním zásahem proudu q složkou. Do celkového modelu byly doplněny Clarkové a Parkovy transformace a model měniče s pulzně šířkovou modulací prostorovým vektorem.

Obecně jsou potom průběhy fázových proudů závislé na závažnosti zkratu u (u udává poměr zkratovaných závitů ku celkovému počtu závitů), odporu zkratu R_f , elektrické úhlové rychlosti ω_e a zátěžném momentu působícím na hřídeli T_{load} . V našem případě se jedna fáze skládá ze tří sériově řazených cívek a při u=1 je zkratována jedna z cívek tudíž 1/3 vinutí. S rostoucím momentem zátěže obecně roste amplituda fázových proudů, ale při ITF dochází rovněž ke změně rozvážení. Toto se později ukáže být klíčovou překážkou při diagnostice hloubky zkratu.

U neřízeného motoru ITF způsobí pouze nárust proudu danou fází. Při řízení motoru s ITF vzniká závislost na parametrech a architektuře regulátorů, zejména potom na zesílení regulátorů proudu. Pro velká zesílení jsou mezizávitové zkraty na průbězích proudu okem dobře pozorovatelné, ale dochází k jejich nelineárnímu zkreslení. Naproti tomu při malých zesíleních je rozvážení způsobené regulátory proudu méně znatelné (zejména při malých rychlostech otáčení, kdy se průběhy proudů shodují se zdravým motorem) a průběhy nejsou zkresleny. Problémem při velkém zesílení regulátorů proudu je potom fakt, že regulační smyčka sklouzne k nestabilitě při ITF na znatelně menších závažnostech zkratu, proto v této práci uvažujeme menší zesílení (takové, aby byla odezva d a q složky proudu na skok žádané hodnoty při zabrzděném motoru bez překmitu).

Srovnání výsledků simulace s průběhy změřenými na reálném pohonu lze pro jeden konkrétní stav vidět na Obrázku 1.



Obrázek 1: Srovnání naměřených dat (plně) a simulace (čárkovaně) pro stav: $\omega_e = 1600$ rad/s; u = 14/25; $R_f = 0.04 * R_s$; $T_{load} = 0.5$ Nm

Z Obrázku 1 je znatelný fázový posuv mezi simulací a měřenými daty. Ten je způsoben neshodou vzorkování v simulaci a na reálném pohonu. Rozdíl v amplitudách je způsoben odchylkou koeficientů tření v modelu od skutečných hodnot. Z obrázku je zřejmé, že rozvážení proudů v simulaci je shodné s rozvážením naměřeném na skutečném motoru. Odpor zkratu, pro který má smysl zkoumat průběhy proudů, je vztažen k odporu vinutí R_s . Pro zjednodušení diagnostiky bude v této práci uvažováno, že $R_f << R_s$. Veškerý proud tedy teče pouze zkratem.

3 PŘEDZPRACOVÁNÍ SIGNÁLŮ

Cílem předzpracování signálů je syntetizovat obrazovou informaci, která bude předána předučené CNN GoogLeNet. Syntéza tohoto obrázku bude probíhat na základě R, G a B složky. Tyto budou vytvořeny pomocí transformací signálů proudu a elektrické úhlové rychlosti.

Nejprve jsou změřeny průběhy proudů pro 5 elektrických otáček motoru. Toto odpovídá 5 periodám fázových proudů. Pro stanovení 5 elektrických otáček je použit přepočet z mechanického úhlu natočení (zjištěn například enkodérem) a počtu pólových dvojic. Následně jsou data transformována do jednoho signálu pomocí rovnice (1). Uvažujeme vzorkování signálu, kde *k* udává číslo vzorku.

$$I_{max}(k) = \max(I_a(k), I_b(k), I_c(k))$$
⁽¹⁾

Takto vzniklý signál je potom normalizovaný mezi hodnoty 0 (která odpovídá minimu) a 1 (která odpovídá maximu) tak, jak popisuje rovnice (2).

$$I_{\max_norm}(k) = \frac{I_{max}(k) - \min(I_{max})}{\max(I_{max}) - \min(I_{max})}$$
(2)

Následně je aplikována spojitá Vlnková transformace. Jako mateřská vlnka je použita Morletova vlnka na škálách od 1 do 50. Vlastní výpočet transformace a tvar mateřské a otcovské vlnky popisuje Merry [3]. Výstupem této transformace je matice koeficientů C_{wt} , v níž řádky odpovídají jednotlivým škálám a sloupce vzorkům. Při použití Vlnkové transformace na diskrétní signál nastává problém s koeficienty odpovídající začátku a konci signálu, které jsou značně zkresleny vlivem ohraničení signálu. Z tohoto důvodu jsou z matice C_{wt} odstraněny sloupce náležící první a páté periodě průběhu proudů. Tímto vzniká nová matice C_{wt_filt} , která odpovídá třem periodám proudových signálů a nefiguruje v ní zkreslení. Z matice C_{wt_filt} je potom vytvořena B složka obrázku pomocí rovnice (3).

$$B = \operatorname{round}(\frac{|C_{wt_{filt}}| \cdot \min(|C_{wt_{filt}}|)}{\max(|C_{wt_{filt}}|) \cdot \min(|C_{wt_{filt}}|)} \cdot 255)$$
(3)

Tímto je vytvořena B složka odpovídající původnímu škálogramu, ale s hodnotami koeficientů 0 až 255.

Aby bylo možné správně diagnostikovat závažnost zkratu, musí být kvantifikován vliv elektrické úhlové rychlosti. Tato bude předána do obrázku jako **R** složka, která je matice s rozměry odvozenými od **B** složky a konstantní hodnotou koeficientů rovnou R_{coef} . Ve zkoumaném případě je uvažován rozsah elektrických úhlových rychlostí 50-1700 rad/s. Elektrickou úhlovou rychlost lze stanovit přepočtem z mechanické úhlové rychlosti přes počet pólových dvojic. Koeficient R_{coef} se potom z ω_e vypočte dle rovnice (4).

$$R_{\text{coef}} = \text{round}(|\frac{\omega_e}{10}|) \tag{4}$$

Rozměry G složky jsou opět odvozeny od B složky a koeficienty matice jsou voleny 0. Ukázku vzniklých obrázků pro CNN lze vidět na Obrázku 2.



Obrázek 2: Obrázek pro zdravý průběh (vlevo) a pro ITF 12/25 (vpravo) při $\omega_e = 1450$ rad/s

4 UČENÍ KONVOLUČNÍ NEURONOVÉ SÍTĚ GOOGLENET

Pro diagnostiku byla použita předučená CNN GoogLeNet. Více o tom, co je GoogLeNet a jak vypadá architektura této sítě popisuje Szegedy v [4]. V rámci této práce byla v síti modifikována klasifikační vrstva a poslední výstupní vrstva. Tyto byly nahrazeny novými "čistými" vrstvami. Síť byla učena na průběhy získané ze simulace pro 3 hodnoty zátěžného momentu, elektrické úhlové rychlosti od 50 do 1700 rad/s s krokem 50 rad/s a závažnosti zkratu 0 až 25/25 s krokem 2/25. Pro získání většího kvanta dat bylo vytvořeno 10 průběhů pro každý stav a tyto byly uměle zašuměny bílým šumem s poměrem signál-šum 40 dB.

Síť byla učena algoritmem Back-propagation (neboli pomocí zpětného šíření chyby a následnou úpravou vah) s koeficientem učení 0.0001.

V prvním kole byla síť učena pouze na dva stavy: "Healthy" udávající, že na motoru zkrat není a "ITF" udávající, že na motoru zkrat je. Síť se byla schopna naučit s přesností diagnóz 91.32 %. Při validaci na datech z reálného pohonu se dosahovalo přesnosti 85 %. Toto relativně malé číslo je způsobeno tím, že průběhy proudů motoru s ITF se na nízkých elektrických úhlových rychlostech shodují s průběhy proudů zdravého motoru. V druhém kole byla síť učena detekovat závažnost zkratu. Přesnost diagnóz obecně nepřekročila 30 %. Toto velmi neuspokojivé číslo zaobaluje krom již zmíněného problému také to, že rozvážení proudů se mění se zátěžný momentem. Existují tedy případy, kdy se shodují škálogramy dvou a více závažností zkratu pro různé momenty zátěže.

5 ZÁVĚR

Byl realizován model pro simulaci ITF. Obecně model velice dobře aproximuje realitu na vysokých otáčkách, kde je chyba rozvážení menší než 2 %. Jakmile je model použit na nízkých elektrických otáčkách (okolo 200-400 rad/s), chyba se zvyšuje, ale nepřekročí 10 %. Při předzpracování signálu je obecným problémem proměnlivost balíku dat v závislosti na rychlosti otáčení (při konstantní periodě vzorkování). Na vyšších rychlostech je balík dat příliš malý, což může mít za následek nekvalitní zpracování škálogramů. Při diagnostice zkratu bylo dosaženo přesnosti 85 %. Problémem je diagnostika na nízkých rychlostech, kde však daná porucha nepředstavuje prakticky žádné nebezpečí. Zlepšení diagnostiky lze dosáhnout vhodnou volbou rozsahu rychlostí. Při diagnostice hloubky zkratu nelze vycházet pouze z průběhů fázových proudů. V další fázi projektu budou do diagnostiky přidány i vhodně zpracované průběhy napětí na měniči jako G složka. Zátěžný moment potom bude znatelný z fázového posunu mezi proudem a napětím. Toto rovněž zlepší diagnostiku na nízkých otáčkách, kdy jsou ITF dobře viditelné právě na průbězích napětí na měniči.

- GU, B. G. Study of IPMSM Interturn Faults Part I: Development and Analysis of Models With Series and Parallel Winding Connections. *IEEE Transactions on Power Electronics*. 2016, 31(8), 5931-5943. DOI: 10.1109/TPEL.2015.2496142. ISSN 0885-8993.
- [2] SUL, S. K. Control of electric machine drive system. Hoboken, N.J.: Wiley-IEEE Press, 2011. ISBN 978-0-470-59079-9. str. 230-235
- [3] MERRY, R. J. E. Wavelet Theory and Applications A literature study [online]. Eindhoven: Technische Universiteit Eindhoven, 2005 [cit. 2020-01-02]. DCT rapporten; Vol. 2005.053. Dostupné z: <u>https://pdfs.semanticscho-lar.org/3311/243114e97eab6f35bea8c592ab8926a16009.pdf?_ga=2.70874768.121153195.1</u> <u>577962293-1411173960.1577700393</u>
- [4] SZEGEDY, C., W. LIU, Y. JIA, et al. Going deeper with convolutions. In: 2015 IEEE Conference on Computer Vision and Pattern Recognition (CVPR). IEEE, 2015, 2015, s. 1-9. DOI: 10.1109/CVPR.2015.7298594. ISBN 978-1-4673-6964-0.

MEASUREMENT OF ENERGY HARVESTERS

Ondřej Kašpárek

Bachelor Degree Programme (3), FEEC BUT E-mail: xkaspa41@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Jan Kunz

E-mail: xkunzj00@stud.feec.vutbr.cz

Abstract: This paper deals with energy harvesting based on piezoelectric principle and options of determining power parameters of piezoelectric energy harvesters. Purpose of the work is to depict one of possible methods in determining these parameters. Subsequently a system for measuring the generated voltage from piezoelectric energy harvesters under harmonic force signal in circuit with external load and a program for evaluating the measured data are put into operation.

Keywords: automatic test bench, energy harvester, harmonious excitation power, piezoelectric energy harvesters characterization, vibration energy harvesting

1 ÚVOD

Během vývoje v posledních letech se napěťové výstupy piezoelektrických energy harvesterů natolik zvýšily, že je můžeme považovat za perspektivní alternativu jiných způsobů energy harvestingu. Proto je stále více nutná jejich dostatečná parametrizace, která by umožnila posouzení jejich vhodnosti pro integraci do elektronických obvodů, kde jsou baterie, kondenzátory či senzory. [1]

Energy harvesting je proces přeměny různých forem okolní energie na energii elektrickou, která může být poté použita k napájení jiných zařízení. Ve volném překladu tento pojem znamená získávání energie, ovšem v praxi se zpravidla využívá anglický výraz. Vývoj posledních let v této oblasti vedl k celé řadě různých mechanismů, které lze použít ke generaci elektrické energie z mnoha zdrojů, příkladem z tepelné, sluneční, deformační či setrvačné energie. Cílem je konstrukce takového systému (energy harvesteru), který by mohl zajišťovat přímý zdroj energie pro elektronická zařízení, doplňovat elektrochemické baterie či sloužit přímo k dobití baterií a kondenzátorů. [2] Vlastnost energy harvesterů dodávat udržitelný výkon do bezdrátového systému je atraktivní nejen z důvodu absence údržby baterií, ale i absence složitých kabelových systémů, což je relevantní zejména pro instalaci senzorových sítí v nehostinných nebo obtížně dosažitelných prostředích. [3]

Bohužel přehled výkonových parametrů pro vyhodnocení vhodnosti použití jednotlivých piezoelektrických přípravků v rámci energy harvestingu není mnohdy výrobci uváděn nebo zveřejněn. Z tohoto důvodu je hlavním cílem této práce vytvoření automatizovaného systému pro výkonovou parametrizaci piezoelektrických přípravků použitých pro energy harvesting.

1.1 PIEZOELEKTRICKÉ ENERGY HARVESTERY

Pokud se zaměříme na energy harvesting vibrační energie, existují tři základní mechanismy pro přeměnu energie vibrací na elektrickou energii. Jsou to energy harvestery na elektromagnetickém, elektrostatickém a piezoelektrickém principu. [4] Piezoelektrické energy harvestery mají oproti dalším typům výhodu zavedených technologiích tenkých a tlustých vrstev, díky kterým se mohou vyrábět v makro i mikro měřítku. Další výhodou je absence vnějších napěťových nebo nábojových vstupů, které jsou například nutné pro generaci napětí energy harvestery založenými na elektrostatickém principu [4].

2 MĚŘENÍ PŘI ZATĚŽOVÁNÍ PIEZOELEKTRICKÝCH ENERGY HARVESTERŮ HARMONICKÝM SIGNÁLEM SÍLY

Určení výkonových parametrů energy harvesterů při jejich zatěžování harmonickým signálem síly spočívá v měření úbytku napětí na zátěži v zapojení, kdy energy harvester je zdrojem tohoto obvodu. Tento způsob měření slouží zejména k určení rezonanční frekvence a optimálního odporového zatížení, jelikož výkon dodávaný do obvodu energy harvesterem je závislý nejen na impedanci zátěže, ale i na frekvenci budícího signálu síly. [1] K výkonovému maximu z pohledu zátěže dochází, když se impedance zátěže blíží impedanci zdroje, tedy impedanci energy harvesteru, a proto je při tomto měření využita vnější zátěž. [5] Z frekvenčního hlediska dochází k maximálnímu výkonu energy harvesteru při specifické frekvenci (rezonanční frekvence), při jiných frekvencích výkon prudce klesá. [1] Z těchto důvodů je nutné určovat výkon energy harvesterů jako závislost na zátěži v obvodu a na frekvenci budícího signálu síly. Určení z napětí naprázdno a proudu nakrátko je nevhodné, jelikož neumožňuje porovnání jednotlivých piezoelektrických energy harvesterů z výkonového hlediska a dále jejich porovnání s jinými typy energy harvesterů. [1]

3 SYSTÉM PRO MĚŘENÍ VÝKONOVÝCH PARAMETRŮ PIEZOELEKTRICKÝCH ENERGY HARVESTERŮ PŘI HARMONICKÉM BUDÍCÍM SIGNÁLU

Systém pro měření výkonových parametrů piezoelektrických energy harvesterů při harmonickém budícím signálu je založený na zatěžování přípravku harmonickým signálem síly, který vzniká při vibraci armatury vibračního stolku (konkrétně byl využit vibrační stolek typu 11077 od firmy RO-BOTRON-MESSELEKTRONIK). Pro zajištění neustálého kontaktu vibrující armatury a energy harvesteru je vytvořena konstrukce, která dále zajišťuje předepnutí síly. Vibrace jsou programově řízeny integrovaným kontrolérem NI cRIO-9067. Amplituda signálu síly je regulována PI regulátorem a po ustálení (chyba < 0,3%) je zahájen sběr dat měřícími kartami od firmy National Instruments. Karty komunikují s programovým prostředím LabVIEW, ve kterém je programově zajištěn sběr a zápis dat. Pro možnost měření úbytku napětí na různých odporových zatíženích je programem řízena měřící ústředna Agilent 34970A zajišťující změnu zatěžujících odporů v rozsahu 10 k Ω až 10 M Ω s 10 vzorky na dekádu. Tímto způsoben je proměřen celý požadovaný frekvenční a odporový rozsah.



Obrázek 1: Systém pro měření výkonových parametrů piezoelektrických energy harvesterů při harmonickém budícím signálu

4 PROGRAM PRO VÝPOČET VÝKONOVÝCH PARAMETRŮ PIEZOELEKTRICKÝCH ENERGY HARVESTERŮ Z NAMĚŘENÝCH DAT

Program na zpracování naměřených dat nejdříve provádí kontrolu generovaného signálu síly, která je řešena výpočtem celkového harmonického zkreslení signálu síly. Tím je programově zkontrolováno, zda nevznikl v průběhu měření problém v upnutí přípravku, který by se projevil zavedením vyšších harmonických složek. Pokud jsou naměřená data validní, je pomocí frekvenční filtrace, která v případě harmonického signálu nejlépe potlačí šum, určena hodnota napětí generovaného

energy harvesterem. Pro minimalizaci chyby je použito Flat top okno, které je vhodné při výpočtu FFT sinusového signálu, kdy je důležitá přesnost určení amplitudy harmonických složek. [6] Ze znalosti generovaného napětí a zatěžovacího odporu je určen výkon harvesteru.

Výpočet rezonanční frekvence může být proveden pouze jako určení frekvence, při kterém dochází k výkonovému maximu pokud. To ale platí pouze v případě, že měření je provedeno s dostatečně jemným frekvenčním krokem. Činitel jakosti může být v případě dostatečně jemného frekvenčního kroku též určen pouze z naměřených dat. Pokud tomu tak není, musí být naměřený průběh proložen splinem. Toto proložení musí být vždy použito při určení optimálního odporového zatížení (odporové zatížení, při kterém dochází k výkonovému maximu) z důvodů velkých odporových kroků mezi jednotlivými měřeními.

5 ZHODNOCENÍ VÝSLEDKŮ MĚŘENÍ

Výše popsaným způsobem byly určeny výkonové parametry piezoelektrických prvků DT1-028K/L, DT1-052K, LDT1-028K a LDT2-028K, které jsou vypsány v následující tabulce 1.

	DT1-028K/L	DT1-052K	LDT1-028K	LDT2-028K
Optimální odporové zatížení R_{opt} [k Ω]	248,6	248,6	-	143
Rezonanční frekvence <i>f_r</i> [Hz]	250	295	298	298
Činitel jakosti Q_m [-]	21,9	41,6	82,3	82,7
Maximální výkon P_{max} [µW] k ampli- tudě signálu síly 1 N	0,5	0,9	12,3 (pro 10 kΩ)	1,4

Tabulka 1: Výkonové parametry proměřených piezoelektrických prvků

Ukázky naměřených závislostí výkonu na frekvenci budícího signálu a odporové zátěži přípravků DT1-052K a LDT2-028K jsou vyobrazeny na následujících obrázcích 1 a 2.



Obrázek 2: Výkon DT1-052K ve frekvenčním rozsahu 287-303 Hz při harmonickém signálu síly o efektivní amplitudě 4 N



Obrázek 3: Výkon LDT2-028K ve frekvenčním rozsahu 285-309 Hz při harmonickém signálu síly o efektivní amplitudě 4 N

6 ZÁVĚR

Při měření výkonových parametrů piezoelektrických energy harvesterů byl vytvořen a prozkoušen automatizovaný systém pro parametrizování piezoelektrických energy harvesterů při silovém působení. Tímto systémem může být určen výkon, rezonanční frekvence, optimální odporové zatížení a činitel jakosti. V rámci zkoušení funkcionality systému byly zjištěny odlišnosti frekvenčních průběhů jednotlivých energy harvesterů. Například piezoelektrický prvek DT1-028K/L má pozvolný výkonový nárůst do maxima, po kterém dochází k prudkému propadu výkonu. Oproti tomu u prvků LDT1-028K a LDT2-028K je strmost výkonového nárůstu přibližně stejná jako následného poklesu. Dále u prvku LDT1-028 nebyla zjištěna hodnota optimálního odporové zatížení, neboť programem nalezená hodnota byla nejmenší použitá hodnota externí odporové zátěže a není tedy zaručeno, že při zmenšování externího odporu již nebude docházet k odporovému nárůstu.

Piezoelektrické prvky DT1-028Kl a DT1-052K jsou vhodné pro energy harvesting při harmonických silách, jejichž spektrum obsahuje zejména frekvenční složky, které jsou nižší než příslušné rezonanční frekvence těchto prvků. Toto omezení naopak neplatí pro piezoelektrické prvky LDT1-028K a LDT2-028K. Tento fakt se odráží na činiteli jakosti, který je pro prvky LDT1-028K a LDT2-028K vyšší než u prvků DT1-028Kl a DT1-052K.

Optimální odporové zatížení u prvků DT1-028Kl a DT1-052K se pohybuje okolo 249 k Ω . Prvky LDT1-028K a LDT2-028K jsou vhodnější pro nižší odporové zatížení. Nejvíce vystupuje fakt, že optimální odporové zatížení prvku LDT1-028K je menší než nejmenší použitá hodnota odporu při měření, a to10 k Ω . Díky tomu je vhodný jako jediný z proměřených piezoelektrických prvků pro použití při nízkých odporových zátěžích.

- BRISCOE, Joe, Nimra JALALI, Peter WOOLLIAMS, Mark STEWART, Paul M. WEAVER, Markys CAIN a Steve DUNN. Measurement techniques for piezoelectric nano-generators. Energy & Environmental Science [online]. 2013, (6), 3035-3045 [cit. 2019-10-20]. DOI: 10.1039/c3ee41889h. ISSN 1754-5692. Dostupné z: http://xlink.rsc.org/?DOI=c3ee41889h
- [2] FEENSTRA, Joel, Jon GRANSTROM a Henry SODANO. Energy harvesting through a backpack employing a mechanically amplified piezoelectric stack. Mechanical Systems and Signal Processing [online]. 22(3), 2008. 721-734 [cit. 2019-09-25]. DOI: 10.1016/j.ymssp.2007.09.015. ISSN 08883270. Dostupné z. https://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/S0888327007001951
- BOWEN, C. R. a H. A. KIM. Piezoelectric and ferroelectric materials and structures for energy harvesting applications. Energy Environ. Sci [online]. 2014, 7(1), 25–44 [cit. 2019-09-25]. DOI: 10.1039/c3ee42454e. ISSN 1754-5692. Dostupné z: https://pubs.rsc.org/en/content/articlepdf/2014/ee/c3ee42454e
- [4] ERTURK, Alper a D. J. INMAN. Piezoelectric energy harvesting. Chichester: Wiley, 2011. ISBN 978-0-470-68254-8.
- [5] RUAN, Jinyu J., Robert A. LOCKHART, Pattanaphong JANPHUANG, Andres Vasquez QUINTERO a BRIAND. An Automatic Test Bench for Complete Characterization of Vibration-Energy Harvesters. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement [online]. 2013, 62(11), 2966 - 2973 [cit. 2019-10-20]. DOI: 10.1109/TIM.2013.2265452. ISSN 0018-9456. Dostupné z: http://ieeexplore.ieee.org/document/6553580/
- [6] NATIONAL INSTRUMENTS. Understanding FFTs and Windowing [online]. [cit. 2019-12-22]. Dostupné z: https://download.ni.com/evaluation/pxi/Understanding%20FFTs%20and%20Windowing.pdf

DESIGN OF AN AUTOMATIC TESTBED FOR EVALUATION OF THE INFLUENCE OF THE ENVIRONMENT ON THE FUNCTION OF INFRARED PROXIMITY SENSORS

Martin Radvanský

Bachelor Degree Programme (3), FEEC BUT E-mail: xradva01@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Tomáš Lázna E-mail: tomas.lazna@ceitec.vutbr.cz

Abstract: Proximity or obstacle detection is one of the everyday tasks to be solved in practice. Many sensors can be used for this purpose and usually is achieved by high detection accuracy. The problem occurs when the sensor is placed in an environment where the light conditions change, or one or more sensors are within the visibility range of the sensor. Manufacturers often do not provide all the necessary information about the behaviour of the sensor in such a disturbed environment in the product datasheets. This project is focused on the design of an automated testbed that will allow evaluation of the behaviour of the sensor during external interference. For testing purpose modulated visible and infrared radiation is used.

Keywords: Testbed, IR sensors, Arduino DUE, Raspberry PI

1 ÚVOD

Při soutěžích robotů v kategorii sumo se jako detektory oponenta nejčastěji využívají infračervené senzory přiblížení nebo vzdálenosti. Jako senzory jsou používány dostupné komerční senzory, které jsou vhodné zejména svou detekční vzdáleností, rozměrem a vhodným napájením. Jistou alternativou jsou senzory, které si jednotlivé týmy vyrábějí samy. Při soutěžích se často roboti chovají jinak, než je očekáváno a nedetekují správně oponenta. Analýzou tohoto chování bylo zjištěno, že detekční systém robota je silně ovlivňován jeho okolním prostředím.

Při podrobném zkoumání produktových listů komerčních detektorů je často vliv okolního prostředí popsán výrobcem jen stručnou informací o použití filtru viditelného světla. Jak se změní detekční parametry senzoru v případě, že je vystaven modulovanému infračervenému (IR) záření, či intenzivnímu viditelnému záření z blesku fotoaparátu, výrobci často vůbec neuvádí. Chybějící informace od výrobců se staly motivací vzniku tohoto projektu.

V dalších kapitolách tohoto příspěvku je popsán návrh automatizovaného testovacího přípravku, jehož účelem je otestování změny detekčních schopností snímače, pokud bude vystaven změnám světelných podmínek ve viditelném a IR spektru.

2 NÁVRH TESTOVACÍHO PŘÍPRAVKU

Před samotným návrhem přípravku je třeba stanovit požadavky na požadovanou funkcionalitu. Účelem je vytvořit zařízení, které automatizovaně provede test chování senzoru (zejména detekční vzdálenosti), pokud je vystaven vnějším vlivům [1]. Navrhované zařízení bude podporovat následující testy:

• Působení cizího senzoru. Test bude probíhat v IR oblasti 850 nm a 940 nm, při použití modulačních frekvencí 36 kHz, 48 kHz a 56 kHz. IR záření bude dopadat na testovaný senzor ze směru -45°, 0° a 45°. IR zdroje jsou umístěny od senzoru 30 cm.[2]

- **Simulace denního osvětlení.** Senzor bude vystaven dvěma různým intenzitám osvětlení ve viditelném spektru simulujícím různé světelné podmínky. Test probíhá pomocí pásků LED s teplotami barev 3000 K, 4000 K a 6000 K.
- Vliv barevného osvětlení. Pomocí RGB pásků bude senzor testován na jednotlivé monochromatické složky R, G a B.
- Působení střídavých světelných zdrojů. Při tomto testu bude simulováno halogenové osvětlení pomocí LED s teplotou 3000 K a modulační frekvencí 50 Hz. Jako další test pak bude simulace zářivkového osvětlení pomocí pásku LED s teplotou 6000 K a modulační frekvencí 50 Hz.
- Vizualizace plochy vysílaného IR paprsku senzorem. Při tomto bude testu je využito kamery bez IR filtru k získání obrazu ozářené plochy v pevně zvolené vzdálenosti 200 mm od senzoru.

Pro provedení uvedených testů bude celé zařízení vybaveno posuvným mechanismem v osách X a Y s rozsahem pohybu 400 \times 400 mm, na kterém je umístěn objekt pro detekci. Celé zařízení je zabudováno do světlo izolující skříně o rozměrech 600 \times 1000 \times 500 mm. Ovládání bude zabezpečeno pomocí dotykového displeje, umožňující základní obsluhu zařízení a zobrazení výsledků. Konektivita zařízení je zajištěna pomocí LAN a USB připojení. Napájení zařízení bude provedeno dostatečně dimenzovaným síť ovým zdrojem.

2.1 BLOKOVÉ SCHÉMA ZAŘÍZENÍ

Základní blokové schéma celého zařízení je na obrázku 1. Řídící jednotku tvoří Raspberry Pi 4 (RPi)[3], které bude mít za úkol komunikovat s periferiemi, zejména s kamerou a LCD dotykovým displejem. Dále tato jednotka bude provádět vzájemnou komunikaci s řídící jednotkou pro obsluhu hardware. Z důvodů relativně malého počtu GPIO výstupů u hlavní řídící jednotky je pro obsluhu hardware testbedu zvoleno využití další řídící jednotky.

IR kamera je připojena k řídící jednotce RPi a slouží k pořizování obrázků osvětlené plochy IR senzorem po vysunutí promítací plochy. Ovládání této plochy je zajišť ěno pomocí malého servomotoru. Promítací plocha je tvořena bílým papírem, který je spuštěn v definované vzdálenosti 200 mm přímo před testovacím snímačem. Pomocí zachyceného snímku jsme schopni vyhodnotit, jaký je tvar a úhel detekovaného prostoru.

Dotykový 7" LCD display o rozlišení 1024×600 bodů bude primárně určen pro obsluhu celého zařízení. Bude obsahovat základní nastavení a správu testů a její ukládání a vizualizaci. Jedná se o běžné připojení displeje pomocí HDMI s dotykovým ovládáním, tím pádem lze ovládat celý operační systém RPi a využívat tak všech možností řídící jednotky.

Řídící jednotka pro hardware – Arduino DUE [4], bude mít na starost řízení jednotlivých simulací. Nedílnou součástí je řízení motorů pro posuv modelu překážky v osách X a Y a řízení IR diod k měření testovaného snímače. Řízení simulace osvětlení bude spočívat v přepínání druhů osvětlení. K dispozici bude několik druhů LED pásků s různou barvou světla včetně RGB. Dále bude jednotka obsluhovat modul simulace vlivu IR záření na senzor.

2.2 KONSTRUKCE ZAŘÍZENÍ

Vzhledem k požadavkům na zařízení je konstrukce tvořena základní deskou o rozměru 1000×600 mm a výškou 500 mm. Obrázek 2 ukazuje rozložení jednotlivých součástí zařízení. Na levé straně je umístěn mechanismus pro posun v osách X a Y, střední část je tvořena sadou LED pásků, držáků IR



Obrázek 1: Blokové schéma testbedu



Obrázek 2: Pohled na zařízení

vysílačů a mechanismu promitacího plátna. Na pravé straně je umístěn napájecí zdroj, řídicí jednotka Raspberry Pi. Kamera a testovaný senzor jsou umístěny na posuvném držáku sestaveném z dílů ze stavebnice Merkur.

V průběhu testování je celé zařízení zakryto horním krytem, který brání v přístupu vnějšího osvětlení. Součástí tohoto krytu je také zabudován ovládací dotykový displej.

2.3 VÝSLEDEK MĚŘENÍ SENZORU

Software, který řídí průběh měření je vytvořen v prostředí Node-Red jako webová aplikace na RPi. Pomocí skriptů napsaných v Pythonu řídí průběh vlastního měření. Na obrázku 3 je zobrazena charakteristika detekce objektu o rozměru 100×40 mm umístěném na posuvném rameni přípravku a charakteristika je vztažena ke středu tohoto objektu.

Následující obrázky ukazují stopu infračerveného paprsku, vysílaného testovaným snímačem. Obrázek 4 je pořízen kamerou bez IR filtru na promítací ploše ve vzdálenosti 200 mm od senzoru. Obrázek 5 zvýrazňuje různé intenzity vysílaného záření a poslední obrázek ukazuje práh největší intenzity. Mřížka na promítací ploše má rastr 20×20 mm.



Obrázek 3: Naměřená charakteristika detekce snímače v prostředí bez rušení



Obrázek 4: IR snímek z kamery

Obrázek 5: Zvýraznění intenzity



Obrázek 6: Prahování intenzity

3 ZÁVĚR

V tomto projektu byl vytvořen návrh automatizovaného zařízení, sloužící pro získání detekční charakteristiky senzoru v zarušeném prostředí. Testovací přípravek je navržen takovým způsobem, aby pokryl rušení, se kterým se běžně v praxi setkat. Navržené obvody a software zařízení simulují rušení ve viditelném i IR spektru. Předběžné výsledky získané při použití tohoto testbedu ukázaly, že běžně dostupné infračervené senzory detekce překážek nejsou přizpůsobeny k činnosti v prostředí, kde je umístěno více IR senzorů, čímž dochází k jejich vzájemnému rušení a tím k zásadnímu ovlivnění funkčnosti. Výrobci těchto senzorů ve svých datasheetech často taktně mlčí.

Dalším rozšířením tohoto testbedu spočívá v rozšíření funkčnosti softwaru, o ukládání a porovnávání získaných výsledků, a tím získání podkladu k výběru nejlepšího senzoru pro požadovanou aplikaci.

- [1] MARTINEK, Radislav. Senzory v průmyslové praxi. Praha: BEN technická literatura, 2004. 200 s. ISBN 978-80-7300-114-4.
- [2] NOVÁK, Petr. Mobilní roboty: pohony, senzory, řízení. Praha: BEN technická literatura, 2005. 248 s. ISBN 80-730-0141-1.
- [3] Raspberry Pi 4 B Raspberry [online]. 2020 2020-03-141. Dostupné [cit. z: https://www.raspberrypi.org/products/raspberry-pi-4-model-b/specifications/
- [4] Arduino DUE Arduino DUE [online]. 2020 [cit. 2020-03-14]. Dostupné z: https://store.arduino.cc/arduino-due

LABVIEW GRAPHS GENERATION VIA DIADEM

Karel Kučera

Bachelor (3), FEEC BUT E-mail: xkucer97@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Jan Kunz

E-mail: xkunzj00@feec.vutbr.cz

Abstract: The aim of this paper is to describe graph generation from labVIEW using DIADEM. The program is divided into two parts, one in LabVIEW and the second as a script in VBS. The resulting solution can create and parameterize the graph purely from the LabVIEW environment without the need to running the script directly. Saved charts can be in vector or bitmap format.

Keywords: LabVIEW, DIAdem, chart, VBS, VI, Export, Communication

1 ÚVOD

Vývojové prostředí LabVIEW, které vytváří společnost National Instruments, je vhodné pro měření a analýzu dat, nebo pro řízení a vizualizaci technologických procesů. V oblasti analýzy dat je důležité grafické zpracování naměřených dat, protože právě z tvaru průběhu jsme schopni zhodnotit výsledek. LabVIEW ale nenabízí nejlepší možnost ukládání generovaných grafů a proto se v této práci zabývám možností využití programu DIAdem, který je vytvořen od stejné společnosti, pro generování a nastavení ideálních grafů přímo z prostředí LabVIEW.

2 LABVIEW A EXPORT GRAFŮ

2.1 LABVIEW A VIRTUÁLNÍ INSTRUMENTACE

LabVIEW je vývojové prostředí od firmy National Instruments, které se zařazuje do grafických programovacích jazyků. Díky grafické formě umožnuje rychlejší tvorbu programu a snadnější implementování paralelních aplikací pro vícejádrová zařízení. [1,4] Soubory LabVIEW nesou příponu VI, která je zároveň zkratkou virtuální instrumentace. Proto lze ke každému souboru s tímto označením přistoupit jako k virtuálnímu přístroji.

2.2 GRAFY V LABVIEW

LabVIEW nabízí několik základních vzhledů svých funkcí v knihovně controls, kam spadají také grafy. Tyto motivy jsou navrženy pro přehledný a příjemný vzhled ve vývojovém prostředí a nemění funkčnost aplikace. [1,4] Všechny grafy se dají dále upravit v okně vlastností. **Chyba! Nenalezen zdroj odkazů.Chyba! Nenalezen zdroj odkazů.** ukazuje grafy z prostředí LabVIEW s úpravou tak, aby co nejvíce vyhovovaly základním typografickým zvyklostem. [5]



Obrázek 1: Ukázka grafů z LabVIEW

Tyto grafy jsou dostačující pro zobrazení a vyhodnocení v samotném vývojovém prostředí. Pokud by ale měly být použity v pracích, nemusely by vyhovovat. Dalším problémem je, že tyto grafy byly uloženy prostřednictvím snímku obrazovky. **Obrázek 2** ukazuje jak grafy vypadají pokud se je pokusíme exportovat přímo z vývojového prostředí.



Obrázek 2: grafy exportovane z LabVIEW

Jak lze vidět z grafů na obrázku 2 tak přesto že LabVIEW originál byl přehledný (obrázek 1 vpravo) graf tak jeho export dopadl jako nepřehledný (obrázek 2 vpravo). Omezení taktových to grafů spočívá v malé parametrizaci ve vývojovém prostředí a změně vzhledu grafu při exportu. Například tloušťka mřížky neodpovídá předloze.

2.3 DIADEM

DIAdem je program, který je vytvořený pro zpracování dat a jeho výhodou je optimalizace pro velké množství dat. [2] Zpracování dat je možné provádět buď manuálně a nebo pomocí scriptu. Script je psán v jazyce VBS (visual basic script). [3,4]Výhodou těchto scriptů je ušetření práce u zpracování které je opakující se pro různá data. Další výhodnou jejich využití je možnost úplné automatizace.

2.4 MÉ ŘEŠENÍ

V mojí práci vytvářím LabVIEW aplikaci, do které uživatel pošle referenci na graf, který chce exportovat s pokud chce, tak i klastr parametrů které chce nastavit. Pokud se rozhodne klastr neposlat

pak bude graf nastaven dle nastavení LabVIEW. Program poté vytvoří TDMS (Technical Data Management Systém) soubor, do kterého jsou nahrány data průběhů grafu, následně pošle veškeré parametry, které má graf obsahovat a závěrem se zavolá VBS script, který graf vytvoří a uloží. Po vygenerování grafu aplikace smaže vytvořený TDMS soubor. **Obrázek 3** ukazuje graf získaný mým řešením. Uživatel pracuje pouze s LabVIEW a do kontaktu s DIAdemem se dostane pouze při jeho instalaci. Z pohledu uživatele tedy jen spustí program a ve složce na to určené se objeví výsledný exportovaný graf, spuštění a vygenerování grafu proběhne čistě na pozadí bez grafického spuštění. Mezi hlavní parametry, které lze upravit, je nastavení os (barva, tloušťka, rozlišení, umístění), nastavení mřížky, popisků, křivek a legendy.



Obrázek 3: grafy exporotované mou aplikací

3 ZÁVĚR

Výsledná aplikace exportuje grafy z LabVIEW do vzhledu a formátu, který si uživatel sám určí a je schopen ho měnit pomocí parametrů. Exortovat lze do vektorových a bitmapových formátů. Vzhledem k vlastnosti DIAdemu je možné parametrizovat každý objekt grafu zvlášť a tím dosáhnout úplné volnosti v nastavení.

- [1] VLACH Jaroslav, Josef HAVLÍČEK a Martin VLACH: *Začínáme s LabVIEW*. Ilustrovala Viktorie VLACHOVÁ. Praha: BEN technická literatura, 2008. ISBN 978-80-7300-245-9
- [2] NI DIAdem: *Getting Started with DIAdem* [online]. 2017. [cit. 2019-11-25]. Dostupné z: http://www.ni.com/pdf/manuals/373422p.pdf
- [3] DIAdem SCRIPT Tutorial Videos. National instruments [online]. 2017 [cit. 2020-01-05]. Dostupné z: http://www.ni.com/tutorial/52619/en/
- [4] National instruments: Automated test and automated measurements system [online]. [cit. 2020-01-05]. Dostupné z: http://www.ni.com/cs-cz.html
- [5] Microsoft Corporation. Microsoft Office Professional Edition 2007 [počítačový program]. Ver. 12.0.6212.1000. c2008

PARAMETERS OF EPSON SCARA DRIVE FOR NOVEL CONTROL

Jan Štěpka

Bachelor Degree Programme (3),FEEC BUT E-mail: xstepk00@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Ondřej Bartík E-mail: xbarti07@stud.feec.vutbr.cz

Abstract: This work deals with the Epson SCARA manipulator drive. It is focused on creating a drive model and implementation position control of the permanent magnet synchronous motor to Servo Drive AX5000 from Beckhoff. This work describes measurements of drive parameters and, calculation of controler parameters for the fieldoriented control in d-q coordinate system and an actual solution of the position control with Beckhoff AX5000.

Keywords: Beckhoff AX5000, field-oriented control, permanent magnet synchronous motor, position control

1 ÚVOD

Tato práce je zaměřena na vytvoření nové řídicí jednotky pro manipulátor typu SCARA, která nahradí původní, již nefunkční jednotku. Nedílnou součástí pro řízení synchronního elektrického motoru s permanentními magnety je jeho funkční model a také návrh jeho regulátorů. Proto je třeba znát parametry motoru. Vzhledem ke stáří pohonu a jeho nedostatečné dokumentaci je nejvhodnější provést měření nezbytných parametrů.

2 MANIPULÁTOR SCARA

První SCARA robot byl vyvinut v Japonsku roku 1979, jehož návrh udělal profesor Hiroshi Makino. Tento několikaramenný robot je rychlý, kompaktní a umožňuje přesnou manipulaci s jednotlivými komponenty a výrobky. Manipulátory SCARA dovedou instalovat součástky a přenášet různé předměty. Pohybově se podobají lidské ruce. Jak je zobrazeno na obrázku 1, robot má celkem 4 osy (Axis) pohybu. První a druhá osa je určená pro pohyb horizontální, třetí osa je určena pro pohyb vertikální a poslední čtvrtá osa umožňuje rotaci koncového bodu.



Obrázek 1: Osy manipulátoru.

3 MĚŘENÍ PARAMETRŮ MOTORU

Motor použitý v manipulátoru je tří fázový synchronní s permanentními magnety. Statorové vinutí motoru je zapojeno do hvězdy bez vyvedeného středu. Z toho důvodu se musí provádět měření s ohledem na zapojení statorového vinutí.

3.1 MĚŘENÍ ODPORU A INDUKČNOSTI

Za předpokladu že všechny tři fáze mají stejný elektrický odpor a indukčnost, zapojení pro měření je ukázáno na obrázku 2. Výsledný odpor i indukčnost 1 fáze se vypočítá jako 2/3 naměřené hodnoty.



Obrázek 2: Schéma měření odporu a indukčnosti.

Při měření indukčnosti je třeba znát polohu rotoru, přesněji směr magnetického toku. Měří se dvě indukčnosti a to Ld pro natočení magnetického pole rotoru 0° vůči statorovým souřadnicím a Lq pro natočení 90°.

3.2 MĚŘENÍ MAGNETICKÉHO TOKU PERMANENTNÍHO MAGNETU

Měření se realizuje roztočením pomocí jiného motoru. Pro tento účel lze využít například elektrický šroubovák. Vinutí motoru se připojí na osciloskop a to tak, aby se měřilo napětí mezi dvěma fázemi. Změří se napětí *"peak-to-peak"* a perioda signálu, který byl do vinutí naindukován.

$$\Psi_{PM} = \frac{U}{\omega} = \frac{U_{PK-PK} \cdot T}{2 \cdot \sqrt{3} \cdot 2\pi} \tag{1}$$

Rovnice (1) slouží pro výpočet magnetického toku permanentního magnetu z naměřených hodnot. Změřené napětí je potřeba přepočítat na amplitudu fázového napětí U. Proto se změřené napětí dělí $2 \cdot \sqrt{3}$. Pro výpočet otáček ω se perioda signálu T vydělí 2π .

4 ŘÍDÍCÍ MODUL BECKHOFF AX5000

Řídicí modul Beckhoff AX5000 je určený pro polohové řízení synchronních motorů s permanentními magnety. Používá vektorové řízení v kaskádovém uspořádání.

4.1 VEKTOROVÉ ŘÍZENÍ

Vektorové řízení je vhodné pro servomotory, které jsou náročné na dynamiku. Hlavní nevýhoda vektorového řízení je nutná znalost aktuální polohy a výpočetní náročnost. Princip regulace v transformovaných souřadnicích spočívá v rozdělení statorového proudu do dvou na sebe kolmých složek. Ty jsou spojeny s natočením rotoru (d-q systém). Proudová složka d ovlivňuje magnetizaci motoru. Kolmá složka q velikost momentu.

4.2 KASKÁDNÍ REGULACE

Na obrázku (3) je zachycen nástroj drive manager, který slouží k nastavení regulátoru. Jsou zde vidět tři typy regulátorů a to proudový, otáčkový a polohový. Tento způsob zapojení se nazývá kaskádní. V případě nutnosti nastavení zvlášť regulátoru pro obě proudové smyčky, je možné využít pokročilé nastavení.



Obrázek 3: Regulátor řídícího modulu Beckhoff AX5000.

5 NÁVRH REGULÁTORŮ

Regulátory jsou realizovány pomocí softwaru, proto musí být realizovány v diskrétním čase. Návrh se provede ve spojitém čase, kde vzorkovací člen s tvarovačem nahradíme dopravním zpoždění. Regulátory jsou spočítány pomocí kritéria zásoby stability ve fázy pro fázovou bezpečnost 60°.

Pro výpočty byl použit model d-q popsaný v literatuře [1]

5.1 PROUDOVÝ REGULÁTOR

Hlavní požadavek na regulační děj je nulová ustálená odchylka a co nejmenší překmit. Regulátor bude obsahovat integrační složku pro splnění požadavku. Použitý je PS regulátor, jehož diferenční rovnice je ukázána na (2)

$$u(k) = K\left(\left(\frac{T_s}{T_i} + 1\right)e(k) - e(k-1)\right) + u(k-1)$$

$$\tag{2}$$

Pro motor použitý v manipulátoru byly vypočteny konstanty: zesílení K=237 a časová konstanta integrátoru $T_i = 1, 1ms$ pro periodu vzorkování $T_s = 62, 5\mu s$.

5.2 OTÁČKOVÝ REGULÁTOR

Obdobně jako u proudového regulátoru, i zde je požadavek regulovat na nulovou ustálenou odchylku a s co nejmenším překmitem. Regulátor bude realizovaný jako PS, jehož diferenční rovnice je ukázána na (2).

Pro motor použitý v manipulátoru byly vypočteny konstanty: zesílení k=331 a časová konstanta integrátoru $T_i = 24ms$ pro periodu vzorkování $T_s = 62, 5\mu s$.

5.3 POLOHOVÝ REGULÁTOR

Regulátor polohy se skládá pouze z proporcionální složky. Diferenční rovnice tohoto P regulátoru je ukázána na (3).

$$u(k) = K \cdot e(k) \tag{3}$$

Obrázek 4: Výsledek simulace navrženého pozičního řízení motoru.

6 ZÁVĚR

Tato práce se zabývá vytvořením nové řídicí jednotky robotického manipulátoru. V rámci zadání byl navrhnut model motoru a vypočteny základní parametry pro regulátory. Nyní je řídící jednotka ve stavu dokončování. Je potřeba zlepšit nastavení regulátorů motoru manipulátoru, aby přinesly co nejrychlejší a nepřesnější dosažení požadované polohy.

- [1] *NEBORÁK, Ivo. Modelování a simulace elektrických regulovaných pohonů.* Ostrava: Vysoká škola báňská Technická univerzita Ostrava, 2002.
- [2] *SUL, Seung-Ki. Control of electric machine drive systems.* Hoboken: John Wiley, c2011. IEEE press series on power engineering. ISBN 978-0-470-59079-9.
- [3] VESELÝ, Libor. Algoritmy bezsnímačového řízení synchronního motoru s permanentními magnety [online].Brno, 2013 [cit. 23.10.2019]. Dostupné z: https://www.vutbr.cz/www_base/zav_prace_soubor_verejne.php?file_id=62615
 Disertační práce. Vysoké učení technické, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií.
- [4] HAVLÍČEK, Daniel. Co jsou to SCARA roboty? Factory automation [online].
 2018 [cit. 1. 12. 2019]. Dostupné z: https://factoryautomation.cz/co-jsou-to-scara-roboty/
- [5] SEIKO EPSON CORPORATION. External Dimensions. BN TYPE: SCARA robot Rev.5.
- [6] Beckhoff Information System [online]. 2019 [cit. 3. 12. 2019].
 Dostupné z: https://infosys.beckhoff.com/index_en.htm

Bakalářské projekty

Mikroelektronika a technologie

PHOTOVOLTAIC POWER PLANT WITH A BATTERY STORAGE

Roman Řihák

Bachelor Degree Programme (3), FEEC BUT

E-mail: xrihak06@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Jiří Vaněk

E-mail: vanekji@feec.vutbr.cz

Abstract: This work deals with the design of a photovoltaic power plant with a battery storage for household purposes. It describes principle, composition and application of a photovoltaic cell. The thesis also deals with the description of photovoltaic systems and the system of accumulation of energy in accumulators.

Keywords: EEICT, template, guide, photovoltaics, photovoltaic cell, PN transition, sunshine, photovoltaic system, accumulator, inverter

1 ÚVOD

Práce se zabývá využitím solární energie, která bude pomocí fotovoltaických panelů přeměněna na elektrickou energii, jež bude využívána pro provoz domácnosti. Fotovoltaická elektrárna bude zhotovena jako hybridní systém off – grid s bateriovým uložištěm s přístupem k rozvodné síti, ze které se odebere potřebná energie, pokud výroba z FVE nebude stačit. Pokud bude energie naopak přebytek, dodá se do rozvodné sítě. Návrh bude proveden na počítači v programu PV*SOL premium.

2 NÁVRH FOTOVOLTAICKÉ ELEKTRÁRNY

2.1 SOLÁRNÍ PODMÍNKY V ČESKÉ REPUBLICE

Fotovoltaická elektrárna bude umístěna na střeše rodinného domu, který se nachází ve Zlínském kraji v obci Hradčovice.



Obrázek 1: Roční souhrn globálního slunečního záření v ČR [kWh/m²], převzato z [1].

Obrázek 1 ukazuje, že se obec na podmínky v České republice nachází ve vhodné oblasti, kde je roční souhrn globálního slunečního záření v rozmezí $1082 - 1109 \text{ kWh/m}^2$.

2.2 PROGRAM PRO TVORBU FOTOVOLTAICKÉ ELEKTRÁRNY

Návrh je proveden v programu PV*SOL premium, který je vyvíjen společností Valentin Software GmbH se sídlem v Berlíně. Umožňuje uživatelům detailní návrh a vizualizaci fotovoltaických elektráren. Má zabudovanou analýzu stínění FV panelů ve 3D módu. Na základě toho pak vyhodnocuje snížení výnosu. Nově vyhodnocuje přesněji podíl lokální spotřeby a navíc umožňuje zobrazit energii uloženou v akumulátorech. Program umožňuje načíst profil spotřeby v hodinovém, čtvrthodinovém nebo minutovém formátu. Při samotném návrhu je možno kombinovat libovolný počet FV polí, přičemž je lze kombinovat s libovolnými střídači [2].

Některé z mnoha funkcí programu [3]:

- 3D animace stínů, zastínění modulů od mnoha typů ploch a objektů s milimetrovou přesností
- Možnost změny vzhledu modulů, článků nebo i barvy rámu
- Vytvoření 3D budov a objektů založených na importu mapových podkladů a výkresů
- Tvorba 3D pravidelných i nepravidelných objektů
- Import 3D souborů
- Dělení stringů a tvorba vícestringového zapojení
- Vizualizace struktury střechy se zobrazením krokví a latí
- 3D vizualizace s exportem rozměrů do mnoha CAD programů
- Výběr zastínění a funkce objektů, jako jsou ploché nebo trubicové termální kolektory, komíny, ventilace, fasádní okna nebo dveře.

2.3 VÝHODY FOTOVOLTAICKÉ ELEKTRÁRNY

Mezi hlavní výhody patří:

- úspory za energie
- pojistka proti budoucímu zdražení
- rychlá návratnost investice (Nová zelená úsporám)
- ochrana proti výpadku dodávek elektřiny
- bezpečnost, vysoká spolehlivost a nízké náklady na údržbu
- ekologický zdroj energie
- nevyčerpatelný zdroj energie
- snadná a poměrně rychlá instalace

2.4 REALIZACE A PARAMETRY FOTOVOLTAICKÉ ELEKTRÁRNY

- Plocha jižní strany střechy kde jsou panely: 85 m²
- Plocha, kterou zabírají panely: 32,7 m²
- Polykrystalické panely Jinko JKM270PP-60 s výkon 270 Wp
- Rozměr panelu (Š x V x H) 0,992m x 1,65m x 0,04m

- Počet panelů 20
- Generovaný výkon 5,4 kWp
- Přebytečná energie se uloží do baterií, popřípadě dodá do rozvodné sítě



Obrázek 2: Nový návrh fotovoltaické elektrárny, včetně simulace zastínění



Obrázek 3: Zátěžový profil domácnosti, celková spotřeba 9000 kWh/rok

Coverage of Consumption



Obrázek 4: Výstup z programu PVSOL pro fotovoltaickou elektrárnu

3 ZÁVĚR

Návrh fotovoltaické elektrárny zahrnuje mnoho aspektů, jako je třeba výběr vhodného střídače, fotovoltaických panelů, baterii, atd. Původní návrh, který obsahoval celkem 35 panelů, nebyl vhodný z důvodu příliš velkého zastínění od okolních objektů. Nejvíce zastíněný panel ovlivňuje výkon panelů, které jsou s ním spojeny. Proto je vhodnější příliš zastíněné panely odebrat a následně spolu propojit panely, které jsou zastíněním ovlivněny málo a panely, které nejsou ovlivněny vůbec, tím se docílí, lepší výtěžnosti. Program PVSOL vypočetl, že nový návrh bude mít jenom 0,9 % ztráty za rok způsobené zastíněním oproti 4,2 % ztrátám, pokud by panely pokrývaly celou střechu. Navíc dotační program Nová zelená úsporám, požaduje využití nejméně 70 % vyrobené energie pro vlastní spotřebu, proto je vhodné zvolit menší elektrárnu. Odhadovaná roční produkce energie z fotovoltaické elektrárna je přibližně 35600 kWh, z těchto hodnot vychází účinnost fotovoltaických panelů na 16,8 %, v katalogovém listu je uvedeno 16,5 %. Zvolený akumulátor je od německé firmy BAE Batterien GmbH, typ Sun Depot 48V/420 Ah, který se skládá z 8 x 6V baterii, energie akumulátoru je 13,2 kWh. Program PVSOL provedl simulaci a pomocí výpočtů určil, že podíl vlastní spotřeby energie bude asi 93,9 %.

- [1] Fotovoltaika v podmínkách České republiky [online]. [cit. 2019-10-23]. Dostupné z: http://www.isofenenergy.cz/Slunecni-zareni-v-CR.aspx
- [2] Nový software pro precizní návrh fotovoltaických elektráren [online]. 23. 05. 2014 [cit. 2019-11-04]. Dostupné z: https://oze.tzb-info.cz/114617-novysoftware-pro-precizni-navrh-fotovoltaickych-elektraren
- [3] PV*Sol [online]. [cit. 2019-11-06]. Dostupné z: http://www.cefas.cz/pvsol/#premium

PRECISION CONTROL OF AUTONOMOUS DRONE

Josef Kolísek

Bachelor Programme (2.), FEEC BUT E-mail: xkolis02@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Jiří Janoušek

E-mail: xjanou09@stud.feec.vutbr.cz

Abstract: Project is about an autonomous drone which is able to follow the moving objects based on image recognition in real time. Once the image is recognized the drone is allowed to use Mavlink libraries and commands to track moving object. The coordinates of the detected object from the camera will be transmitted to the Pixhawk control unit, which will follow the required target based on these coordinates.

Keywords: Autonomous drone, Mavlink commands, Pixhawk control unit

1 ÚVOD

Dron je ovládán řídící jednotkou Pixhawk, která vyhodnocuje informace a na základě nich provádí dané manévry. Díky řídící jednotce Pixhawk a dalším zařízením, jako gyroskop, barometr, GPS modul, je dron schopen držet jednotnou výšku a díky USB či Raspberry Pi kameře je umožněno držet shodnou vzdálenost od země v případě nerovnosti povrchu. Knihovna Mavlink, s řídící jednotkou Pixhawk a mikrokontrolerem Raspberry Pi 4, je schopna kompletně ovládat pohyb dronu, ať už rychlost motorů či směr letu. Má práce navazuje na práci Jana Kloudy v soutěži EEICT Image processing for UAV autonomos navigation, která se zabývá metodou Haarových kaskád, která slouží k detekci objektu.

K zaměření objektu lze použít například ultrazvukový senzor či laser, ale tyto způsoby jen určí vzdálenost od něj, ale s pomocí kamery i dron rozpozná o jaký konkrétní objekt se jedná. Pokud se jedná o pohybující se objekt, kamera zaznamenává pohyb objektu v zorném poli kamery, mikropočítač dále vyhodnocuje tento pohyb a předává řídící jednotce data a informace o pohybu.

2 KNIHOVNA MAVLINK (MICRO AERIAL VEHICLE LINK)

Knihovna slouží ke komunikaci mezi pozemní stanicí a autonomním dronem. Přenos informací mezi stanicí a letounem lze provést bezdrátově či pomocí USB. Díky knihovně Mavlink lze zjistit stav letounu, stav všech připojených senzorů a celkové zadávání příkazů letu. S ní se dron stává autonomním letounem a lze si buď na základě obrazu, či souřadnic plánovat dráhu a rychlost letu, lze vložit příkazy, jak by se měl dron chovat, při změně povětrnostních vlivů a odchýlení z naplánované trasy, lze mu nařídit, kdy a za jaké situace by měl přistát, pokud by na základě zpracování obrazu detekoval přistávací plochu. Obrázek 1 ukazuje průběh přenosu signálu při zaměření daného objektu. Pro dosažení přesného řízení letounu je nutné zajistit stabilitu kamery [1]. Výčet příkazů:

A. MAV_MODE

Jedná se o podknihovnu příkazů, kdy dronu nařizujeme, v jakém stabilizovaném módu být. Např.: MAV_MODE_MANUAL_ARMED- systém dronu je připraven na ovládání přes RC kontrolér. MAV_MODE_AUTO_ARMED- systém dronu je nyní autonomní a rozhoduje se na základě předem nastavených nařízení.

B. HEARTBEAT (#0)

Heartbeat signálem informuje buď dron pozemní stanici, nebo pozemní stanice dron, o přítomnosti systému. Jestliže dojde k přerušení přenosu (vybití dronu, havárie, vybití pozemní stanice) tak pošle zprávu systému a upozorní na daný problém.

C. MAV_TYPE

Zpráva o připojení dronu na pozemní stanici, ke které jsou připojeni např.: MAV_TYPE_HEXAROTOR. Všechny ostatní komponenty musí vykazovat hodnotu odpovídající jejich typu (kamera musí používat MAV_TYPE_CAMERA)

D. SYS STATUS (#1)

Jde o nástroj na zjištění stavu systému. Jaké senzory a zařízení jsou připojeny a o stavu baterie.

E. ATTITUDE (#30)

Zpráva obsahující informace pro stabilizaci letounu. Údaj o poloze je vyjádřen v úhlech, které svírají osy x, y, z s osami dronu. Osy se nazývají podélná, příčná a vertikální a shodují se s položkami roll, pitch a yaw.

Na počátku letu dron posílá zprávu HEARTBEAT do mikropočítače o stavu systému k poskytnutí zpětné vazby, zda-li je stále aktivní (zpravidla každou vteřinu). Všechny Mavlink zprávy obsahují hlavičku připojenou ke každé zprávě. Kontrolní součet slouží k ověření integrity zprávy a neměl by se během přenosu měnit. Protokol Mavink má proměnnou velikost, od 11 bajtů (STX, LEN, INC FLAGS, CMP FLAGS, SEQ, SYS ID, COMP ID, MSG ID, CKA a CKB) do 297 bajtů. Délka závisí na parametrech, které jsou během komunikace odeslány či přijaty [2].



Obrázek 1: Detekce objektu a odeslání signálu do řídící jednotky.

3 VYUŽITÍ AUTONOMNÍHO DRONU

Autonomní drony mají do budoucna velký potenciál, jelikož se nejedná jenom o sledování objektů, ale dron je schopen např.: s termokamerou vypátrat pachatele, pomoct v nepříznivých situacích či převážet životu důležité věci do těžko dostupných oblastí. Obrázek 2 zaznamenává dron při přistávání na plochu vymezenou kruhem a písmenem H. Dron se vycentruje do středu plochy a definovanou rychlostí přistává.

1. Sledování pohybujících se objektů

Pro policejní účely by bylo výhodné zaměření a sledování ujíždějícího auta. Dron by byl schopen monitorovat prostor ze vzduchu. Také lze využít drony při obsáhlejší autohavárii, kdy zajistí širší pohled na danou situaci, popřípadě mít kontrolu nad počtem a pohybem osob. Samozřejmě je dron schopen si záznam z videa ukládat a ponechat na pozdější prověření detailů.

2. Vyhledávání osob v nesnázi pomocí termokamery

S pomocí termokamery a citlivých senzorů lze vysledovat člověka pod lavinou. Autonomní dron je schopen udržovat stále stejnou vzdálenost od země a v případě nalezení člověka odeslat informace o své poloze se souřadnicemi.

3. Rozpoznávání zvířat a pomoc s vyhubením nemoci

Na základě rozpoznávání obrazu lze detekovat stádo divokých prasat nebo jakékoliv jiné zvíře, odeslat informace o poloze a na dané místo může dojet hlídka a prozkoumat, zda-li pak je zvíře nakaženo nějakou nemocí či nikoliv.



Obrázek 2: Rozpoznávání objektu na přistání dronu.

4 PŘESNÉ ŘÍZENÍ BEZPILOTNÍHO LETOUNU

Moje práce spočívá ve vytvoření softwaru pro autonomní ovládání dronu, kdežto práce Jana Kloudy, na kterého jsem odkazoval na začátku práce, na detekci a rozpoznávání objektů, na základě, kterých probíhá přesné pozicování autonomního dronu. Řešení je realizované v programovacím jazyku Python. Po úspěšné detekci objektu mikrokontroler Rasperry Pi vytvoří paket typu Mavlink, který je odeslán do řídící jednotky Pixhawk a příkazem def arm_and_takeoff(altitude)="true" jsou odemčeny motory a dron je připraven k letu. Příkazem vehicle.mode = VehicleMode("GUIDED") je nastaveno, že je dron ovládán sérií dalších příkazů s přesnou polohou přes mikrokontroler. Následně, proběhneli odemknutí motory (arm_and_takeoff(5)), dron vzlétne do požadované výšky, v našem případě to je 5 metrů. Na základě detekce obrazu mikrokontroler vyhodnocuje dráhu letu a rychlost letu vpřed a odesílá posloupnost paketů nastavení dalších kroků letu, přistání je zabezpečeno příkazem gnd_speed = 0.3 # [m/s], updown = 0.2 # [m/s]. Přistání probíhá na základě detekce přistávací plochy: Při detekci se dron vycentruje do středu plochy a přistává, avšak od 1 metru výšky dron jen dosedne

bez dalšího manévrování [3]. Obrázek 3 zobrazuje stručný výpis obsahu protokolu Mavlink, avšak podrobnější znění lze nalézt na webových stránkách ardupilot.org.

Název položky	Popis
Packet start sign	Indikuje začátek zprávy, má vždy hodnotu 0xFE.
Payload length	Indikuje délku těla.
Packet sequence	Sekvence, inkrementuje se s každou další zprávou. Umožňuje
	detekci ztráty paketů.
System ID	Identifikační číslo zdroje neboli zařízení, které posílá tuto
	zprávu. Slouží na rozlišení zařízení v okolí.
Component ID	ID podsystému nebo komponenty, která posílá tuto zprávu.
	Umožňuje rozlišit různé komponenty jednoho systému. V
	současnosti tato položka nemá příliš využití a bývá nasta-
	vena na ID systému.
Message ID	Identifikační číslo zprávy. Definuje, jak bude "vypadat" její
	tělo (položka Data).
Data	Tělo zprávy, označované také jako Payload. Obsah a velikost
	závisí na Message ID.
Checksum	Kontrolní součet pro detekci chyb.

Obrázek 3: Obsah protokolu Mavlink.

5 ZÁVĚR

Cílem projektu bylo navrhnout a v praxi zrealizovat software potřebný pro správné provedení příkazů důležitých pro úspěšný let a následné přistávání pomocí mikrokontroleru Raspberry Pi a řídící jednotky Pixhawk. Výsledkem je plně funkční autonomní dron řízený skrze mikropočítač s minimální potřebou zásahu operátora přes pozemní stanici. Dron je schopen přistávat do zvoleného objektu, v našem případě písmeno H v kruhu, s přesností na jednotky centimetrů. Využití dronů je rozsáhlé a věřím, že s přibývající technologií se bude lidstvo stále více věnovat i této problematice.

PODĚKOVÁNÍ

Chtěl bych poděkovat škole VUT za možnost projektu autonomního dronu a předně bych chtěl poděkovat panu Ing. Jiřímu Janouškovi za odbornou přípravu, za výborné vedení a pomoc na celém projektu.

- [1] MAVLINK Common Message Set. Www.mavlink.io [online]. [cit. 2020-03-09]. Dostupné z: https://mavlink.io/en/messages/common.html#MAV_TYPE
- [2] MAVSec: Securing the MAVLink Protocol for Ardupilot/PX4 Unmanned Aerial Systems. Arxiv.org [online]. [cit. 2020-03-09]. Dostupné z: https://arxiv.org/pdf/1905.00265.pdf
- [3] Communicating with Raspberry Pi via MAVLink. Ardupilot.org [online]. [cit. 2020-03-09]. Dostupné z: https://ardupilot.org/dev/docs/raspberry-pi-via-mavlink.html

IMAGE PROCESSING FOR UAV AUTONOMOUS NAVIGATION

Jan Klouda

Bachelor Programe (2), FEEC BUT E-mail: xkloud04@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Jiří Janoušek

E-mail: xjanou09@stud.feec.vutbr.cz

Abstract: The project deals with image recognition, which is provided by a camera and microcomputer. The program is written in Python and based on a comparison with the predefined Haar cascade, recognizes the object on the poly-camera's visual field and borders it. From the position and size of this object, the microcomputer sends commands to the flight controller and the drone is controlled through the camera.

Keywords: UAV, recognize, drone, Python, autonomous navigation

1 ÚVOD

Článek pojednává o vytvoření programu na autonomní řízení UAV (bezpilotní letoun) neboli dronu ovládaného přes kameru. Použitím kamery dron získá velkou přesnost řízení (za příznivých podmínek i jednotky centimetrů), a proto může sledovat, přistávat a plnit autonomně úkoly s vysokou přesností. Celý tento systém je zcela nezávislý na operátorovi a má velmi široké využití v praxi. Díky kameře se dron stává autonomním nástrojem od sledování auta v dopravě až po vyhledávání tepelné stopy zvěře pro myslivce za použití termokamery. Kamera dodává do tohoto řízení nejen přesnost, ale i případný přehled pro operátora, který může buď sledovat dron přímo na monitoru nebo dostávat zprávy a fotky poslané z mikropočítače. V 21. století se drony, jako bezpilotní vzdušná vozidla (UAV), stávají stále důležitější v rozmanité oblasti použití a zájmu. Nejen pro komerční, ale také pro mnoho různých aplikací v oblastech jako je doručovací služba a zemědělství [1].

2 SYSTÉM ŘÍZENÍ UAV ZA POMOCÍ ROZPOZNÁNÍ OBJEKTŮ

Bezpilotní letoun a jeho přesné řízení je zhotoveno díky rozpoznání obrazu z kamery. Pro optimalizaci výkonu a ceny byl zvolen mikropočítač Raspberry pi 4 (RPi). Tento mikropočítač je dostatečně malý, proto byl umístěn přímo na dron. Tímto se eliminovala nutnost komunikace se zemí a dron je tak schopen vykonávat funkce i v místech, kde by dosah signálu operátora dělal potíže. Rozhraní RPi umožňuje celou škálu kamer a příslušenství, proto se dají použít kamery pro každou situaci a místo. Zde využívám kameru s 8 Mpx, která je dostačující pro venkovní použití a má velké rozlišení pro přesnost a celkovou spolehlivost rozpoznání. Jako letový kontrolér byl vybrán Pixhawk, jenž se výborně ovládá díky Mavlink knihovně. Díky těmto třem komponentům se z klasického dronu stává automatický stroj. Cena mikropočítače a kamery se pohybuje okolo 2 000 Kč, takže systém je velmi levný. Napájení všech zařízení zajišťuje baterie umístěná na dronu. Další výhoda kompatibility je také v tom, že mikropočítač se napájí stejným napětím jako letový kontrolér, takže je pouze paralelně zapojený na napájecí svorky. Na obrázku číslo 2 můžeme vidět detekci aut a jednotlivých lidí na obraze. Takto vyhodnocený obraz může být použit třeba na sledování aut.



Obrázek 1: Automatická detekce auta a lidí

2.1 AUTOMATICKÁ DETEKCE OBJEKTŮ

Základem a "myslí" tohoto projektu je program, který běží na RPi v jazyce Python. Byl vypracován tak, aby byl co nejjednodušší a nezatěžoval tak mikropočítač. Na detekci objektu je vždy základem rozpoznání tvaru daného objektu. Využila se funkce Haarových kaskád, což je algoritmus strojového učení objektů, který se používá k identifikaci objektů v obraze nebo videu a je založen na konceptu funkcí navržených Paulem Violou a Michaelem Jonesem v jejich článku "Rychlá detekce objektů pomocí vylepšené kaskády jednoduchých funkcí" v 2001 [2]. Haarovy kaskády fungují na základě slabých klasifikátorů, které se objevují třeba na obličeji díky rozdílnosti světlosti a kontur obličeje. Nejvýznamnější slabý klasifikátor na obličeji je třeba nos, ústa a oči viz obrázek 2. Funkce rozpozná rozdílnost osvětlení, přiřadí slabé klasifikátory a porovná je s vytvořenou kaskádou. Kaskáda se vytváří z pravidla z 1000 pozitivních a 1000 negativních fotek. Na pozitivních fotkách je pochopitelně objekt, který chceme detekovat a na negativních se objekt nevyskytuje. Ze zkušeností vím, že v praxi si můžeme málo kdy dovolit čekat na 1000 pozitivních fotek, a proto byla vytvořena kaskáda o 35 pozitivních a 3500 negativních fotkách. Rozpoznání je dostatečně přesné, protože objekt byl nafocen oproti stěně, aby rozdíly světlosti, tedy kontura objektu, byly co nejčitelnější. Na negativních fotkách se vyskytují nejrůznější typy předpokládaného pozadí, na kterém bude detekovaný objekt, jako jsou domy, dálnice, louky či místnosti. Avšak pro použití těchto kaskád se do mikropočítače musely instalovat knihovny: Imutils, Collections, Opencv4 a další. Byly použity hlavně pro práci s obrazem, protože tato funkce detekuje objekt v černo-bílém obraze. Opencv4 je knihovna na základní funkce pro operace s RPi a je zde nainstalovaná na práci s obrazem (přijmutí obrazu z kamery, převedení obrazu na černou a bílou, vypsání informací na obraz jako je poloha v souřadnicích či velikost). Po detekci objektu v obrazu je tedy známá jeho velikost a umístění na obrazovce. Zde již je určen rozdíl mezi středem detekovaného objektu a středem obrazovky a na základě této odchylky pošle mikropočítač informaci do letového kontroleru, aby dron nabral výšku (detekovaný objekt je příliš velký na obraze), zvolna klesl (objekt je na obrazovce velmi malý) nebo zatočil doleva, doprava, dopředu a dozadu v závislosti na odchylce od středu obrazovky. Tento postup je vytvořen pro dron, který má kameru umístěnou přímo uprostřed. Pokud se kamera nenachází ve středu dronu, lze do programu jednoduše přidat odchylku, která vycentruje dron třeba pro velmi přesné přistání a manévrování.



Obrázek 2: Slabé klasifikátory obličeje

2.2 Přesné řízení bezpilotního letounu

Tento článek je propojen s článkem Josefa Kolíska (EEICT: Control of autonomous drone) a vytváří tak zcela funkční UAV, kde se již zpracovaný obraz převedl na pokyny pro řídící jednotku Pixhawk. Pro ukázku přesného řízení byl vybrán malý heliport, na který se zhotovila Haarova kaskáda a byla vložila jako vstup do programu. Dron měl za úkol vzlétnout, vystoupat do výšky 5 metrů a rychlostí 0,5 m/s pokračovat dopředu. Po detekci heliportu, který se nachází pod ním, UAV zastaví a přistane přesně na značce H. Tato demonstrace se povedla hned několikrát bez vážných potíží. UAV přistál s přesností na centimetry viz obrázek 3. Tato přesnost se dá zvýšit v programu, kde určujeme střed obrazu v závislosti na středu objektu nebo zvolením dalšího menšího bodu či další značky na přistávací ploše, která bude detekována až těsně nad přistávací plochou. A to vše bez jakéhokoliv zásahu operátora. Tato demonstrace přesného přistání byla úspěšná hlavně tím, že ovládání dronu zajištuje více funkcí. Díky využití GPS, barometru a elektromagnetického modulu dokáže dron "stát" na místě v určité výšce i při větru. GPS a elektromagnetický modul zde zastává funkci kompasu, aby se dron neotáčel a směr letu byl pořád stejný, aby se dokázal vrátit na původní místo vzletu, a nebo našel využití pro naplánování určité mise. Můžeme tak naplánovat trasu, po které má dron létat a při detekci hledaného objektu je schopen vykonat nějakou činnost. Přesnost GPS modulu na tuto činnost již nestačí a využívá se tedy řízení přes kameru. Po ukončení činnosti se UAV vrátí na nastavenou trasu a pokračuje podle GPS. Komerčně výhodné mise dronů navíc potřebují schopnost přistát s dronem přesně na jakémkoli cílovém místě, a ne jenom na domácím stanovišti. Ve skutečnosti, bez ohledu na místo přistání, musí existovat také uzavřená smyčka (v programu), která kontroluje a zajišťuje, že dron skutečně přistál přesně tam, kde bylo naplánováno [3].


Obrázek 3: Průběh autonomního přistávání na heliport

2.3 DALŠÍ MODIFIKACE AUTONOMNÍHO ŘÍZENÍ

Hlavní přednost tohoto programu je flexibilita. Uživateli stačí mikropočítač, kamera a napájení. Kameru umístí na vjezd parkoviště a program stačí poupravit na čtení SPZ značek a tím zhotovit autonomní bránu parkoviště. Program dále může rozeznávat tváře různých lidí nebo i provádět skeny textů a ukládat je do paměti. Pro každého uživatele se dá najít vyhovující modifikace systému, jehož základem bude tento program. Pokud uživatel žádá rozpoznání nového objektu, třeba za letu dronu, stačí se vzdáleně připojit na mikropočítač, naskenovat objekt za letu, vytvořit kaskádu a spustit program s již novou kaskádou onoho objektu.

3 ZÁVĚR

Při zhotovení tohoto příspěvku jsem se potýkal hlavně s rozlišením kamery. Zde je velmi důležité, aby kamera měla dostatečné rozlišení pro detekci obrazu a aby byla co nejmenší a nejlehčí. Ladění programu probíhalo především uvnitř budovy, avšak venku program dosáhl výborných výsledků a postupně se přepracovával do finální podoby. Přesnost byla dostačující v řádu jednotek centimetrů. Vykazoval stabilitu i při mírném větru, a proto se stává použitelným pro všední den. Pro vyšší důvěryhodnost rozpoznání objektu (např. auta) je nutné vytvářet Haarovi kaskády s více než 30 (ideálně 50-100) pozitivními fotkami z různých úhlů a různou intenzitou osvětlení objektu.

- Drone Precision Landing using Computer Vision. Https://pub.tik.ee.ethz.ch [online]. ETH Zurich: Computer Engineering and Networks Laboratory ETH Zurich, 2018 [cit. 2020-03-09]. Dostupné z: https://pub.tik.ee.ethz.ch/students/2018-FS/SA-2018-21.pdf
- DEEP LEARNING HAAR CASCADE EXPLAINED. Http://www.willberger.org [online]. WILL BERGER [cit. 2020-03-09]. Dostupné z: http://www.willberger.org/cascade-haarexplained/
- [3] Precision Landing for DJI Drones: New Automation Solution from FlytBase. Dronelife.com [online]. California, USA: Drone life, 2019 [cit. 2020-03-09]. Dostupné z: https://dronelife.com/2019/08/02/precision-landing-for-dji-drones-new-automation-solutionfrom-flytbase/

STUDY OF LIFE CYCLE OF THE ACCUMULATORS

Lukáš Babieska

Bachelor Degree Programme (3.), FEEC BUT

E-mail: xbabie00@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Tomáš Kazda

E-mail: kazda@feec.vutbr.cz

Abstract: This article presents the issue of changing the parameters of a Li-Ion accumulator during its life cycle. The introduction briefly describes the theory of accumulator charging and discharging and the effect of temperature on these processes. The next part introduces practical measurements and changes of parameters of two different accumulators.

Keywords: Accumulator, Li-ion accumulator, Batteries, Temperature, Materials, Load characteristic, Life cycle, Efficiency, Capacity

1 ÚVOD

V současné se řadí lithno-iontové akumulátory k procentuálně největšímu zastoupení trhu s akumulátory v oblasti spotřební elektroniky a elektromobility. Nicméně i přes takové zastoupení není obecně známo, co se děje s vlastnostmi lithno-iontových akumulátorů v průběhu jejich životního cyklu. Například u elektromobility se akumulátor takového vozu považuje za nepoužitelný již při dosažení zhruba 80 % jeho původní kapacity. Nabízí se tedy otázka jak takové akumulátory následně využít.

Výrobci komerčních akumulátorů v technických listech svých výrobků uvádí jen omezené množství informací a mnohdy i zavádějících. Proto existují nezávislé výzkumy, které tyto komerční baterie a akumulátory podrobují důslednému testování, při němž se zkoumá například změna kapacity, vnitřního odporu nebo účinnosti dodávání energie po absolvování určitého množství cyklů za různých provozních podmínek. A právě takovým testováním dvou komerčních lithno-iontových akumulátorů se zabývá i moje bakalářská práce.

2 ZATĚŽOVÁNÍ LI-ION AKUMULÁTORŮ

2.1 NABÍJENÍ

Li-ion akumulátor s tradičními katodovými materiály jako LiNi_{0,33}Mn_{0,33}Co_{0,33}O₂ se obvykle nabíjí na hodnotu napětí 4,2 V na článek. Tolerance je přibližně +/- 50mV. Některé typy se nabíjejí na 4,1 V, jiné vysokonapěťové zas na 4,3V. Zvýšení napětí zvyšuje kapacitu, nicméně překročení napětí daného výrobcem baterii zatěžuje a ohrožuje bezpečnost. Doporučená rychlost nabíjení u běžných akumulátorů je mezi 0,5C až 1C. Běžně 0,8C. Účinnost nabíjení je asi 99% a článek zůstává během nabíjení chladný. [27]

2.2 Vybíjení

V počátku nebyly Li-ion akumulátory považovány za vhodné pro velké zatížení, nicméně postupem času se vyrovnaly robustním Ni-Cd a olověným akumulátorům. Objevily se dva základní typy akumulátorů, kdy jeden je určen pro vysoko výkonné aplikace a druhý pro vysoko kapacitní aplikace. Hlavní rozdíly spočívají v kapacitě akumulátorů a velikosti dodávaného proudu. Většina Liion akumulátorů se za vybité považuje při hodnotě napětí článku kolem 3 V (liší se dle elektrodových materiálů akumulátoru). Na této úrovni je spotřebováno 95% energie a pokud by vybíjení pokračovalo, napětí by pak rapidně klesalo. Většina akumulátorů má však ochranné obvody, které zabraňují vybití článku pod tuto mez. [28]

2.3 VLIV TEPLOTY

Většinu akumulátorů lze nabíjet při teplotách v rozmezí 5 °C až 45 °C. Při teplotě pod 5 °C by nabíjecí proud Li-ion akumulátorů měl být snížen a při teplotě pod bodem mrazu již nabíjení není dovoleno ochrannými obvody. Při nabíjení pod bodem mrazu dochází k depozici lithia na povrchu uhlíku na anodě, které nelze cyklováním odstranit. U akumulátorů, u kterých dochází k vyloučení lithia na povrch materiálu anody roste riziko selhání, jsou-li vystaveny vibracím nebo jiným stresovým podmínkám. Další nevýhodou je, že při nižší teplotě roste hodnota vnitřního odporu, což má za následek snížení napětí článku při velkém zatížení. Tento jev lze pozorovat například u automobilových akumulátorů. Vysoký zatěžovací proud, který se řádově pohybuje ve stovkách ampér, již při malém vnitřním odporu vytvoří velký úbytek napětí a automobil tak není možno nastartovat. Ve speciálních aplikacích jsou používány Li-ion akumulátory, které lze nabíjet až při -10°C. [30]

Naopak vyšší teploty zvyšují kapacitu Li-ion článku, čehož někteří výrobci využívají a baterie záměrně ohřívají. Nicméně dlouhodobé působení vysoké teploty snižuje celkový počet cyklů akumulátorů. Nabíjení a vybíjení pří vyšších teplotách taktéž způsobuje hromadění plynu v akumulátorech a následné odvětrávání válcových článků a bobtnání pouzder. Ideální provozní teplota většiny akumulátorů je mezi 20-30 °C. [30,31]

3 EXPERIMENT

Tato práce se zabývá testováním dvou komerčních akumulátorů a sice akumulátoru IFR18650OPC od firmy Drypower a akumulátoru INR18650-20R od firmy Samsung. První zmíněný je akumulátor založen na bázi materiálu LFP (LiFePO₄) jenž je uzpůsoben pro vysoko výkonné aplikace. Lithium-železo-fosfát je tolerantnější vůči plnému nabití a je méně stresovaný, pokud je delší dobu udržován při vysokém napětí. Z toho důvodu se začal používat jako náhrada olověného startovacího akumulátoru. Druhý ze zmíněných akumulátorů je na bázi materiálu NMC (Li-Ni_{1/3}Mn_{1/3}Co_{1/3}O₂). Tyto systémy mohou být přizpůsobeny tak, aby poskytovaly velkou měrnou kapacitu, nebo byly schopny dodávat vyšší proudy. Použití je především u akumulátorů pro elektrické nářadí, elektrická kola a další elektrické hnací ústrojí.

V tabulce 1 jsou uvedeny vybrané parametry prezentované výrobci daných akumulátorů.

Akumulátor	Nominální kapacita [mAh]	Nominální napětí [V]	Maximální kon- tinuální vybíjecí proud [A]	Rozmezí tep- lot pro nabí- jení [°C]	Rozmezí teplot pro vybíjení [°C]
Drypower IFR18650oPC	1150	3,2	23	-10 až 45	-20 až 60
Samsung INR18650-20R	2000	3,6	22	0 až 50	-20 až 75

 Tabulka 1:
 Vlastnosti testovaných akumulátorů

3.1 NAMĚŘENÁ DATA

V současné době je změřeno již 40 cyklů, přičemž každý 10. cyklus probíhá při různé okolní teplotě. Graficky je vyhodnocována změna kapacity a účinnosti dodávání energie v závislosti na počtu provedených cyklů. Dále je měřena vnitřní impedance před započetím dané sady cyklů a po jejím skončení. Taktéž jsou vyhodnocovány nabíjecí a vybíjecí charakteristiky každého z akumulátoru při dané teplotě. Na obrázku 1 lze pozorovat srovnání vybíjecí kapacity obou akumulátorů z prvního cyklu při pokojové teplotě. U akumulátoru Drypower IFR186500PC byla naměřena kapacita 1112 mAh, což je rozdíl 3,3% oproti nominální kapacitě udávané výrobcem. U akumulátoru Samsung INR18650-20R byla naměřena kapacita 1988 mAh, což je rozdíl 0,6 % oproti nominální kapacitě udávané výrobcem. Na obrázku 2 a 3 lze pozorovat změny kapacity v dané sadě cyklů při různé teplotě. Při pokojové teplotě kapacita akumulátoru Drypower klesla průměrně o 3,1% zatímco u akumulátoru Samsung pouze o 0,3%. Při teplotě 40°C klesla kapacita akumulátoru firmy Drypower pouze o 1,5% zatímco u akumulátoru firmy Samsung kapacita vzrostla oproti nominální kapacitě o 1%. Při teplotě -5°C kapacita obou akumulátorů klesla a sice u akumulátoru firmy Drypower o průměrných 15,8% a u akumulátoru firmy Samsung o průměrných 12,5%.



Obrázek 1: Srovnání vybíjecí kapacity akumulátoru firmy Samsung a Drypower



Obrázek 2: Závislost kapacity a účinnosti akumulátoru Drypower IFR18650OPC na počtu cyklů





4 ZÁVĚR

Závěrem lze říct, že na celkové hodnocení obou akumulátorů je ještě příliš brzy. Nicméně některé zajímavé situace již nastaly, a to změna kapacity článků při cyklování při teplotě -5°C. U akumulátoru firmy Drypower kapacita poklesla o 15,8 % vůči nominální kapacitě. Taktéž při této teplotě nemá optimální vybíjecí a nabíjecí charakteristiky. U akumulátoru firmy Samsung poklesla kapacita o 12,5 % při cyklování při teplotě -5°C. Nicméně oproti akumulátoru firmy Drypower cyklování při této teplotě zvládá bez problémů.

PODĚKOVÁNÍ

Děkuji vedoucímu semestrální práce Ing. Tomáši Kazdovi, Ph.D. za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé semestrální práce.

- [1] BU-409: Charging Lithium-ion. Battery university [online]. [cit. 2019-12-05]. Dostupné z: https://batteryuniversity.com/learn/article/charging_lithium_ion_batteries
- [2] BU-501: Basics about Discharging. Battery university [online]. [cit. 2019-12-05]. Dostupné z: https://batteryuniversity.com/learn/article/discharge_methods
- [3] BU-410: Charging at High and Low Temperatures. Battery university [online]. [cit. 2019-12-05]. Dostupné z: https://batteryuniversity.com/learn/article/charging_at_high_and_low_temperatures
- [4] BU-502: Discharging at High and Low Temperatures. Battery university [online]. [cit. 2019-12-05]. Dostupné z: https://batteryuniversity.com/learn/article/discharging_at_high_and_low_temperatures
- [5] B. REDDY, Thomas a David LINDEN, ed. Linden's handbook of batteries. 4th ed. New York: McGraw-Hill, 2011. ISBN 978-007-1624-213.
- [6] NITTA, Naoki, Feixiang WU, Jung Tae LEE a Gleb YUSHIN. Li-ion battery materials: present and future. In: Materials Today [online]. 2015, 18(5), s. 252-264 [cit. 2019-12-12]. DOI: 10.1016/j.mattod.2014.10.040. ISSN 13697021. Dostupné z: https://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/S1369702114004118

DESIGN AND DEVELOPMENT OF A DIGITAL MULTIMETER

Martin Daněk

Bachelor Degree Programme (3), FEEC BUT E-mail: xdanek21@vutbr.cz

Supervised by: Jiří Háze

E-mail: haze@vutbr.cz

Abstract: The goal of this project is to develop a fully usable digital multimeter capable of measuring voltage, current, power, resistance, capacity, continuity and frequency. The multimeter should also have autoranging, RMS measurement and computer connectivity. The price of the final product in parts should be below 20 USD.

Keywords: multimeter, ADC, STM32, lab tools, RMS.

1 ÚVOD

K elektrotechnice neodmyslitelně patří laboratorní přístroje – od zdroje přes osciloskop po multimetr. Nicméně cena, byť základních verzí těchto přístrojů, může být v desítkách tisíc korun. Určitou alternativou proto mohou být různá open-source řešení – například programovatelný laboratorní zdroj EEZ H24005 [1] či osciloskop ScopeFun [2].

Na internetu lze najít a postavit velmi kvalitní přístroj na profesionální úrovni, jehož další výhodou je téměř neomezená modifikovatelnost. Jediným přístrojem, na který více méně neexistuje žádné kvalitní open source řešení, je multimetr.

Cílem této práce bylo vyzkoušet návrh digitálního multimetru se všemi funkcemi, které by měl komerční produkt. Tento projekt byl realizován z vlastní iniciativy autora v první polovině roku 2019.



Obrázek 1: Výsledný produkt verze 1.5

2 MULTIMETR

V následujících částech článku bude popsán návrh hlavních bloků přístroje.

2.1 JÁDRO

Jádrem celého multimetru je mikrokontrolér řady STM32F373. Tato řada mikrokontrolérů je cílena na přesné analogové aplikace, obsahuje proto tři 16bitové ΣΔ převodníky AD s diferenciálním vstupem, programovatelným zesílením a externí referencí.

2.2 NAPĚŤOVÁ REFERENCE

Jako zdroj napěťové reference byl použit obvod MCP1501 s výstupem 1,8 V \pm 0,1 %. Pomocí operačního zesilovače MCP6072 a dvojice rezistorů je vytvářeno napětí rovné ½ reference, tj. 0,9 V. Toto napětí odpovídá přesně středu rozsahu převodníku AD.

2.3 VSTUPNÍ ANALOGOVÁ ČÁST

Měření napětí je realizováno pomocí jednoduchého napěťového děliče a trojice SPDT analogových přepínačů 741G3157 mezi svorkami V a COM. Svorka COM není připojena na zem mikrokontroléru, nýbrž na ½ maximálního napětí převodníku AD. Takto je možné relativně jednoduše realizovat bipolární vstup bez nutnosti generování záporných napájecích napětí. Do samotného diferenciálního vstupu převodníku je přes napěťový sledovač přiveden výstup děliče a napětí na svorce COM.



Obrázek 2: Vstupní analogová část pro měření napětí

Vstupní rozsahy napětí jsou čtyři a to sice ±60 V, ±6 V, ±600 mV a ±60 mV. Rozsahy jsou elektronicky nastavitelné pomocí signálů VSEL0 a VSEL1.

Měření proudu je realizováno mezi svorkami A a COM. Úbytek napětí na dvojici rezistorů 50 m Ω a 5 m Ω je zesílen precizním zesilovačem INA199 s G = 50 a přiveden na diferenciální vstup převodníku AD. Pomocí signálu ISEL a SPDT přepínače 741G3157 je možno přepínat mezi rozsahy ±2500 a ±250 mA.



Obrázek 3: Vstupní analogová část pro měření proudu

Je možné zároveň měřit napětí i proud a softwarovým vynásobením těchto hodnot dospět k výkonu. Tento režim je obzvláště výhodný např. pro vyhodnocování účinnosti zdrojů apod.

2.3 MĚŘENÍ RMS

Obvykle je měření hodnoty RMS realizováno pomocí dedikovaného převodníku z RMS na DC, například AD8436 firmy Analog Devices [3]. Tyto obvody jsou ale poměrně drahé. V tomto projektu byl využit jiný přístup – každý $\Sigma\Delta$ převodník AD je schopen zaznamenat 50 tisíc vzorků za sekundu. Tyto vzorky jsou automaticky pomocí periferie DMA (Direct Memory Access) ukládány do paměti RAM a poté dosazeny do rovnice 1, což je rovnice pro výpočet hodnoty RMS z diskrétních vzorků:

$$x_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=0}^{i=N} x_i^2}$$
(1)

Nevýhodou tohoto řešení je samozřejmě značně omezená šířka pásma, která je dle Shannon-Nyquistova teorému 25 kHz. Dále je také toto řešení náročné na výpočetní výkon mikrokontroléru, tento mikrokontrolér ale disponuje jednotkou FPU a jednocyklovými instrukcemi pro násobení a dělení.

Na obrázku 4 je možno vidět změřenou přesnost na rozsahu ± 6 V vůči multimetru Brymen 867. Modrá křivka byla změřena 3 dny po kalibraci, žlutá půl roku po kalibraci. Oranžová křivka odpovídá přesnosti 0,1 % \pm 0,5 mV z měřeného napětí.



Obrázek 4: Graf přesnosti měření napětí pro rozsah ±6 V

2.4 MĚŘENÍ ODPORU, KAPACITY A KONTINUITY

Odpor, kapacita a kontinuita jsou měřeny mezi terminály COM a AUX. Šest různých rezistorů je na jedné straně připojeno na terminál AUX a na straně druhé na 6 různých GPIO pinů mikrokontroléru. Jelikož jsou piny třístavové, standartně jsou v režimu vysoké impedance. Postupně jsou však přivedeny do stavu log. 1, což vede k vytvoření napěťového děliče s jedním známým rezistorem.

V případě měření odporu je jednoduše odečtena hodnota napětí uprostřed děliče (tj. hodnota na terminálu AUX) a na základě známé hodnoty referenčního rezistoru vypočtena hodnota neznámého rezistoru.

Měření kontinuity je realizováno stejně jako měření odporu, pouze s mnohem vyšší snímkovací frekvencí převodníku AD a tím, že při odporu nižším než 50 Ω je zapnut piezoelektrický bzučák a zelená LED dioda.

V případě měření kapacity se neznámý kapacitor začne nabíjet přes referenční rezistor. Rychlým převodníkem AD je periodicky snímáno napětí uprostřed děliče, zatímco se měří čas nabíjení pomocí časovače TIM4. Jakmile napětí dosáhne 63,2 % maxima, je ukončeno měření času a pomocí rovnice $C = \tau/R$ vypočtena hodnota kapacity.

2.5 MĚŘENÍ FREKVENCE

Frekvence je měřena mezi terminály COM a AUX. Průběh napětí na terminálu AUX je přiveden přes Schmittův klopný obvod (integrovaný v mikrokontroléru) na vstup ETR 32bitového časovače TIM2. Každá vzestupná hrana způsobí inkrementaci hodnoty časovače TIM2. Časovač TIM3 generuje přerušení každých 500 ms, hodnota frekvence je tedy rovna hodnotě časovače TIM2 vynásobené dvěma.

Rozsah měření byl empiricky stanoven na 1 Hz až 10 MHz.

2.6 PŘIPOJENÍ K POČÍTAČI

Mikrokontrolér odesílá veškerá změřená data do hostujícího PC pomocí protokolu UART přes izolátor ADuM1201. Samotný převod USB-UART je realizován pomocí převodníku CH330. Díky tomu je celý multimetr při měření galvanicky odizolován od hostujícího počítače.

Pomocí mikro USB konektoru je také možno nabíjet integrovanou lithium-iontovou baterii.

Multimetr má také vlastní EEPROM paměť, ve které jsou jednak uložena kalibrační data a druhak je možné do ní periodicky ukládat například změřené hodnoty napětí či proudu (multimetr tak může fungovat jako jednoduchý datalogger).

3 ZÁVĚR

Po více jak roce vývoje a pěti prototypech bylo dospěno k velmi dobře fungujícímu designu. Byly vyrobeny tři kusy, které byly poslední půl rok používány na více méně dennodenní bázi. Multimetr je snadno použitelný, poměrně přesný a má široké uplatnění. Co není hodnoceno příliš kladně je malý displej a krátká doba provozu na baterii (cca 10 hodin na jedno nabití). V tuto chvíli se pracuje na nové verzi 1.6, která přidává několik nových funkcí a vylepšení a mj. i 2,8" TFT dotykový displej.

Celý projekt byl po dokončení zveřejněn online pod open source licencí na GitHubu [4], stránkách Hackaday a webu autora. Po zveřejnění se projektu dostalo kladného ohlasu, byl mj. nominován na cenu Hackaday Prize 2019 či diskutován v elektronickém podcastu *The Amp Hour*.

- [1] *Programmable bench power supply EEZ H24005. Github.com* [online]. 2019 [cit. 2020-03-15]. Dostupné z: https://github.com/eez-open/psu-hw
- [2] *ScopeFun Open Source Oscilloscope* [online]. neznámé, 2019 [cit. 2020-03-15]. Dostupné z: https://www.scopefun.com/
- [3] AD8436 Datasheet and product Info. Analog Devices [online]. [cit. 2020-03-15]. Dostupné z: https://www.analog.com/en/products/ad8436.html#product-overview
- [4] DANĚK, Martin. STM32 OpenSource Multimeter. https://github.com/MartinD-CZ/STM32F1-open-source-multimeter [online]. 2019 [cit. 2020-03-15]. Dostupné z: https://github.com/MartinD-CZ/STM32F1-open-source-multimeter

STUDY OF ELECTRODE MATERIALS FOR POST-LITHIUM ION SYSTEMS

Miroslav Kekelák

Bachelor Degree Programme (3), FEEC BUT

E-mail: xkekel02@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Tomáš Kazda

E-mail: kazda@feec.vutbr.cz

Abstract: This article describes a lithium-sulfur battery. The next section describes the shortcomings of these types of batteries and describes the function of the binders in the batteries. The last part of the article presents a description of the experiment, which includes used materials.

Keywords: Accumulator, Li-S accumulator, Batteries, Binders, Lithium-sulfur batteries

1 ÚVOD

Lithno-iontové (Li-ion) akumulátory prošly od doby své komercializace velmi významným pokrokem, ale k uspokojení poptávky po skladování energie, zejména pro v dnešní době stále populárnějšími elektrickými vozidly s nulovými emisemi, je zapotřebí výzkum akumulátorů nové generace, které nabízejí výrazně větší kapacitu, výkon, stabilitu, životnost a bezpečnost.

Kromě toho se výroba a skladování energie stalo klíčovými otázkami každodenního života, kdy je naléhavá potřeba využívat zdroje energie z čistějších a obnovitelných zdrojů, jakou jsou např. větrné elektrárny, vodní elektrárny a solární elektrárny. Tyto zdroje elektrické energie také vyžadují skladování přebytečné elektrické energie a při nedostatku energie uvolnit naakumulovanou energii. Pro tuto formu ukládání je z hlediska hustoty energie vhodné použít chemické zdroje.

2 AKUMULÁTORY LITHIUM-SÍRA (LI-S)

Oproti běžným Li-ion akumulátorům, kde při nabíjení a vybíjení probíhá proces interkalace u Li-S akumulátorů probíhá strukturální změna katodového materiálu. Běžný Li-S akumulátor se skládá ze sirné katody, lithiové anody a elektrolytu, který je napuštěný v separátoru mezi elektrodami. Při procesu vybíjení síra reaguje s lithiem redukcí dvou elektronů a tvoří se polysulfidové meziproduk-ty (Li₂S_x, x = 2-8) a na konci reakce je vytvořen sulfid lithný (Li₂S). Tento proces je doprovázen snížením katodového potenciálu, dokud akumulátor nedosáhne svorkového napětí (obvykle 1,5 V). Po připojení externího pole s určitým potenciálním rozdílem nastává zpětná reakce (nabíjení), která vede k rozkladu sulfidu lithného zpět na lithium a síru. Během tohoto procesu se elektrochemický potenciál katody postupně zvětšuje do té doby, dokud na akumulátoru nebude maximální napětí. Průměrné pracovní napětí Li-S akumulátoru se pohybuje okolo 2,1 V vs. Li/Li⁺. [1, 2] Na obrázku 1 je zobrazeno zjednodušené schéma procesu vybíjení a na obrázku 2 zjednodušené schéma procesu nabíjení akumulátoru lithium-síra.



Obrázek 1: Zjednodušené schéma procesu vybíjení akumulátoru lithium-síra



Obrázek 2: Zjednodušené schéma procesu nabíjení akumulátoru lithium-síra

2.1 NEDOSTATKY LI-S AKUMULÁTORŮ

Samotný elektrochemický princip akumulátorů Li-S přináší znatelné problémy, které brání použití těchto akumulátorů v komerční sféře. Síra a její polysulfidové řetězce vzniklé při vybíjení (Li₂S_x, x = 1-8) mají špatnou iontovou a elektronovou vodivost, která zvyšuje vnitřní odpor akumulátoru. Tento následek vede k velké polarizaci a tím zmenšení energetické účinnosti akumulátoru. Tato špatná vodivost je taky podporována formací nerozpustné izolační vrstvy (převážně složené z Li₂S₂ a Li₂S) na povrchu síry během vybíjení, která brání další redukci, což vede ke špatnému využití katodového materiálu. [1, 2, 3]

Jedním z dalších problémů je vytvoření sulfidů, které mohou reagovat s organickým rozpouštědlem elektrolytu nebo se v něm rozpustit, což má za následek pokles kapacity pevné katody (ztráta aktivního materiálu). Kromě toho mohou rozpuštěné polysulfidy migrovat na stranu anody pomocí tzv "kyvadlového efektu" a tím vytvořit elektrochemicky neaktivní vrstvu (převážně se skládá z Li_2S_2 a Li_2S), která zhoršuje výkonnost akumulátoru. Tato vrstva se nazývá pevná elektrolytická mezifáze (SEI). [1, 3]

Zásadním problémem Li-S akumulátorů pro praktické použití je objemová změna sirné katody po několika cyklech. Sirná katoda se potýká se značnou expanzí přibližně o 79 % původní velikosti, což vede k rozmělnění sulfidu lithného (Li₂S) a tím ke ztrátě elektrického kontaktu s vodivým substrátem nebo proudovým kolektorem. Už po pár cyklech je znát značná ztráta kapacity. [1, 2]

2.2 Ројіvа

Obecnou rolí pojiv je vytvoření dostatečně vodivé sítě, zajištění řádného spojení mezi jednotlivými komponenty elektrod a během elektrochemického procesu zajistit transport iontů lithia k materiálům elektrod. Jedním z problémů Li-S akumulátorů je objemové rozpínaní sirných částic a je potřeba, aby se pojivo chovalo jako tlumící materiál, zajistilo pohlcení této objemové změny během procesu cyklování a zajistilo patřičný elektrický kontakt všech elektrodových částí k zajištění dobré využitelnosti a životnosti akumulátoru. Pojiva mohou kategorizována podle použitých rozpouštědel na: pojiva použita ve vodných systémech a pojiva použita v organických rozpouštědlech. Vodné systémy jsou vhodnější pro sériovou výrobu vzhledem k organickým systémům, protože voda jako rozpouštědlo je levná, bezpečná a přijatelná k životnímu prostředí. Zatímco organická rozpouštědla jsou běžně toxická, hořlavá a drahá. [4]

3 EXPERIMENT

Tato práce se zabývá testováním vlivu použitého pojiva na elektrochemické vlastnosti elektrody pro akumulátory Li-S. Byly připraveny elektrody s aktivním materiálem na bázi směsi síry a uhlíku v kombinaci s dvěma typy pojiv. Následně byly testovány vlastnosti těchto elektrod pomocí elektrochemických metod. Elektrodová pasta byly tvořena ze směsi: síry (60 %), uhlík – Super P (30 %) a pojivo (10 %), kdy jako pojivo bylo použito v prvním případě PVDF (polyvinylidenfluorid) v kombinaci s rozpouštědlem NMP (N-Methyl-2-pyrrolidone) a v druhém případě ve vodě rozpustné pojivo PEO (Polyethylenoxid). Takto vytvořené pasty byly míchány po dobu 24 hodin pomocí magnetické míchačky a následně naneseny na hliníkovou folii. Takto vytvořené vrstvy byly vysušeny při teplotě 60°C po dobu 24 hodin a následně z nich byly vyseknuty diskové elektrody o průměru 18 mm. Takto připravené elektrody byly vloženy do rukavicového boxu a následně byly vloženy do elektrochemických testovacích cel. Jako protielektroda bylo využito kovové lithium a jako elektrolyt 0.25 M LiNO₃+0.7 M LITFSI - DME:DOL 2:1 napuštěný ve skleném elektrolytu. Takto vytvořené cely byly následně připojeny k potenciostatu a bylo zahájeno dlouhodobé cyklování při různém zatížení. Elektrody s pojivem na bázi PVDF byla označena S+Super P+PVDF a elektroda s PEO jako S+Super P+PEO.



Obrázek 3: Průběh galvanostatického cyklování elektrod s pojivy PVDF a PEO

Na obrázku č. 3 je zobrazen průběh galvanostatického cyklování elektrod s pojivy PVDF a PEO. Na první pohled si lze povšimnout, že elektroda s pojivem PVDF má lepší stabilitu kapacity než elektroda s pojivem PEO. Počáteční kapacita elektrody s pojivem PVDF byla 712 mAh/g, po 20 cyklech se zatěžovacím proudem 0,2C kapacita poklesla na 627 mAh/g, což znamená pokles o 12 %. Po 40 cyklech je kapacita 597 mAh/g, což je pokles o 16,2 %. Počáteční kapacita elektrody s pojivem PEO byla 661 mAh/g, po 20 cyklech se zatěžovacím proudem 0,2C kapacita poklesla na

412 mAh/g, což znamená pokles o 37,7 %. Po 40 cyklech elektroda s PEO dosahovala kapacity 338 mAh/g, což je pokles o 48,9 %. Při zatěžovacím proudu 1C dosahuje elektroda s pojivem PEO lepších kapacit, při 30 cyklu dosahovala elektroda s pojivem PEO kapacity 183 mAh/g, zatímco elektroda s pojivem PVDF 97 mAh/g. To odpovídá poklesu kapacity oproti prvnímu cyklu o 72,3 % pro pojivo PEO, pro pojivo PVDF je pokles kapacity oproti prvnímu cyklu 86,4 %.

4 ZÁVĚR

Cílem této práce je zjištění vlivu použitého pojiva na elektrochemické vlastnosti elektrody pro akumulátory Li-S. Z dosavadních výsledků lze říci, že elektroda s pojivem PVDF dosahuje lepší stability kapacity, než elektroda s pojivem PEO. Po 40 cyklech dosahuje elektroda s pojivem PVDF kapacity 597 mAh/g, elektroda s pojivem PEO dosahuje kapacity 338 mAh/g, což je rozdíl 43,3 %. Výjimkou je stav, kdy při zatěžovacím proudu 1C elektroda s pojivem PEO dosahuje lepších hodnot kapacit, než elektroda s pojivem PVDF. V rámci další práce budou testovány další typy vodou rozpustných pojiv, jako je CMC (Karboxymethylcelulóza) a Xanthan (Xanthanová guma).

PODĚKOVÁNÍ

Děkuji vedoucímu semestrální práce Ing. Tomáši Kazdovi, Ph.D. za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé semestrální práce.

- YIN, Ya-Xia, Sen XIN, Yu-Guo GUO a Li-Jun WAN. Lithium-Sulfur Batteries: Electrochemistry, Materials, and Prospects. Angewandte Chemie International Edition [online]. 2013, 52(50), 13186-13200 [cit. 2020-03-15]. DOI: 10.1002/anie.201304762. ISSN 14337851. Dostupné z: http://doi.wiley.com/10.1002/anie.201304762
- [2] MIDDLEMISS, Laurence a Alex HOLLAND. A Review of Post-Lithium-Ion Batteries [online]. EPSRC Centre, 2018, , 15 [cit. 2020-03-15]. Dostupné z: https://static1.squarespace.com/static/53ce14b9e4b03fc272f43709/t/5a7423f90d9297e98a57 2bca/
- [3] REDDY, Thomas B. a David LINDEN. Linden's handbook of batteries. 4th ed. New York: McGraw-Hill, c2011. ISBN 978-0-07-162421-3.
- [4] DEMIR-CAKAN, Rezan. Li-S batteries: the challenges, chemistry, materials, and future perspectives. New Jersey: World Scientific, [2017]. ISBN 978-178-6342-492.

STACK GAME – FPGA IMPLEMENTATION

Petr Mutina

Bachelor Degree Programme (3), FEEC BUT E-mail: xmutin01@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Marek Bohrn

E-mail: bohrn@feec.vutbr.cz

Abstract: The main goal of this work was to design simplified version of Stack game in VHDL language and implementation to FPGA development kit Spartan-3. There is standard computer keyboard connected via PS/2 interface as input and monitor with VGA interface as output. It was necessary to design 21bit VGA convertor for this project.

Keywords: Stack game, VHDL, FPGA

1 ÚVOD

Mezi nejpopulárnější hry vždy patřily ty, které vynikaly jednoduchým grafickým zpracováním a prostými pravidly. Proto vznikl nápad vytvořit funkční popis zjednodušení hry Stack v jazyce VHDL a následně jej implementovat do vývojového kitu Spartan-3 (FPGA). Princip hry spočívá v postupném skládání deskových bloků na sebe, kdy je úkolem dosáhnout co největší výšky. Jako vstupní periferie pro ovládání slouží standardní počítačová klávesnice připojená přes rozhraní PS/2. Dále je k vývojovému prostředku připojen přes 21bitový převodník monitor s VGA rozhraním. Byl kladen důraz na jednoduchost a poutavost grafického zpracování, hra bude pravděpodobně využívána při prezentacích školy (dny otevřených dveří a podobně).

Autorem originální hry (viz obrázek 1 vlevo a uprostřed) je Ketchapp, ta je volně dostupná na:

- **Google Play:** https://play.google.com/store/apps/details?id=com.ketchapp.stack,
- App Store: https://apps.apple.com/app/stack/id1080487957.



Obrázek 1: Ukázka originální hry (vlevo a uprostřed) a výsledného designu (vpravo)

2 HARDWARE

K dispozici byly dvě varianty vývojového kitu Spartan-3. S menším (XC3S200) a větším (XC3S1000) FPGA. I přes velkou náročnost návrhu na plochu čipu se díky výrazné optimalizaci (design byl zmenšen více než dvojnásobně) povedlo hru úspěšně implementovat, a to i do menší verze přípravku. Vznikly proto dva návrhy, jejich hardwarové požadavky jsou uvedeny v tabulce 1 v závěru. V obou případech došlo ke splnění podmínek statické časové analýzy, frekvence f_{max} je větší než frekvence použitého krystalu 50 MHz [1].

Dále byl navržen 21bitový VGA převodník. Ten sestává ze dvou vodičů pro synchronizační signály a ze tří pasivních rezistorových sítí. Volbou vhodné velikosti odporu těchto rezistorů je umožněno generovat až $2^7 \cdot 2^7 \cdot 2^7$, tedy 2 097 152 barev. Převodník dále disponuje piezoměničem a 8bitovým audio převodníkem. Ty však, stejně jako realizace rozšiřující desky, nejsou součástí této práce.

3 POPIS HRY V JAZYCE VHDL

Při návrhu byl kladen důraz na to, aby byl design plně synchronní, splňoval statickou časovou analýzu a aby dodržoval základní pravidla návrhu (neobsahuje například nevhodně vytvořené latche plynoucí z neúplných podmínek a podobně). Zjednodušené blokové schéma je zobrazeno na obrázku 2. V případě potřeby byla správná funkčnost některých bloků ověřována pomocí simulací. Následně byl celý design testován, aby došlo k odstranění všech nedostatků.



Obrázek 2: Blokové schéma návrhu

3.1 OBSLUHA PS/2

Tento blok, jak již název napovídá, obsluhuje rozhraní PS/2. Počínaje ošetřením zákmitů na sběrnici a vyčítáním datových rámců až po watchdog, který zajišťuje restart bloku v případě poruchy či neočekávaného odpojení/připojení klávesnice. Hra je ovládána pouze klávesou mezerník. V případě absence klávesnice je možné využít tlačítka osazeného přímo na desce plošného spoje kitu. Dále je zde pro případ nouze možnost provést softwarový i hardwarový reset designu.

3.2 OBSLUHA VGA

Zde jsou generovány synchronizační pulzy nejen pro VGA rozhraní, ale i pro herní logiku. Aby bylo dosaženo lepší hratelnosti, bylo zvoleno rozlišení 800 na 600 px při 72 Hz – pixel clock (doba zobrazování jednoho pixelu) je shodný jako perioda použitého oscilátoru [2]. Kvůli tomuhle (společně s malou kapacitou pamětí FPGA) je nutné generovat informaci o barevném odstínu každého zobrazovaného pixelu pouze pomocí kombinační sítě. Aby byla splněna statická časová analýza, je tato síť vhodně rozdělena na více částí pomocí klopných obvodů. Přidáním určitého množství dalších klopných obvodů je zde dosaženo stejného zpoždění synchronizačních pulzů a signálů určujících barvu (pipelining).

3.3 HERNÍ LOGIKA

Samotná hra se může nacházet ve třech stavech – START, HRA a KONEC. Dále je potřeba generovat nové bloky, vypisovat texty, vykreslovat animace, vyhodnocovat pozice bloků a podobně. O tohle vše se stará herní logika. Jedná se o jeden velký stavový automat (viz obrázek 3), který dále ovládá příslušné obvody jako posuvné registry či například BCD čítače v případě počítání herního skóre. Svou činnost vykonává pouze v době, kdy není vykreslován obraz (vertikální synchronizace).



Obrázek 3: Stavový automat herní logiky

3.4 OBJEKT GENERÁTORY

V této části dochází k výpočtu toho, jakou barvu bude mít zobrazovaný pixel. Každý objekt generátor (pro jednotlivé deskové bloky, pozadí a podobně) obdrží informaci o tom, jaká část obrazu se bude vykreslovat, a na základě toho odešle příslušná data do prioritního multiplexoru. Ten vyhodnotí, který objekt má přednost, a přiřadí na VGA rozhraní příslušný barevný odstín. Deskové bloky si mohou předávat příslušná data mezi sebou, herní logika tak určuje pouze parametry bloku prvního (viz obrázek 4). Tím je dosaženo velké úspory prostředků FPGA, zároveň lze jednoduše vytvářet animace.



Obrázek 4: Zjednodušené blokové schéma zapojení objekt generátorů

Pro vykreslování trojrozměrného prostoru byla vytvořena transformace souřadnicového systému X-Y do A-B-C (viz obrázek 5). Pomocí této transformace lze jednotlivé deskové bloky popsat ně-

kolika nerovnicemi. Dále jsou zde uloženy textury s nápisy a jednotlivými číslicemi. Pro jejich tvorbu bylo použito písmo Frostbite Narrow [3].



Obrázek 5: Transformace souřadnicového systému X-Y na A-B-C

3.5 OSTATNÍ

Tento blok reprezentuje další podpůrné části designu jako například děličky frekvence, generátor synchronního resetu a podobně.

4 ZÁVĚR

Byl splněn zadaný cíl vytvořit funkční popis zjednodušení hry Stack v jazyce VHDL, který byl následně úspěšně implementován do vývojového kitu Spartan-3 (viz obrázek 1). Výsledný design vyniká jednoduchým ovládáním a minimalistickým a poutavým grafickým zpracováním. Díky optimalizaci (například přidání offsetů k souřadnicím a indexace 64 předpřipravených 21bitových barev umožnily zmenšit šířku sběrnic) se povedlo návrh zmenšit do takové míry, že jej bylo následně po drobné úpravě (odebrání jednoho deskového bloku) možné nahrát i do menší verze FPGA (viz tabulka 1). Byla splněna statická časová analýza. Dále byl úspěšně navržen 21bitový VGA převodník.

		XC3S200		XC3S1000			
prostředek	použito [-]	dostupné [-]	použito [%]	použito [-]	dostupné [-]	použito [%]	
slice	1918	1920	99	2959	7680	38	
LUT	3522	3840	91	4095	15360	26	
klopný obvod	947	3840	24	2462	15360	16	
RAM	9	12	75	9	24	37	
f _{max} [MHz]	52,743				60,529		

Tabulka 1: Hardwarové požadavky výsledného designu pro jednotlivé verze vývojového kitu

- Xilinx. Spartan-3 FPGA Starter Kit Board User Guide. [elektronický dokument]. UG130 (v1.2). 20. 6. 2008 [cit. 12. 3. 2020].
- SECONS. VESA Signal 800 x 600 @ 72 Hz timing. In: TinyVGA.com: VGA Microcontroller projects. [online]. 2008 [cit. 12. 3. 2020]. Dostupné z: http://tinyvga.com/vgatiming/800x600@72Hz
- [3] Isaac K. Frostbite. In: dafont.com. [online]. 28. 9. 2018. [cit. 12. 3. 2020]. Dostupné z: https://www.dafont.com/frostbite.font

ON THE EFFICIENCY OF PRECISE FAULT LOCALIZATION AND IDENTIFICATION IN NOC

Marek Valachovič

Bachelor Degree Programme (3rd), FEEC BUT E-mail: xvalac10@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Martin Šťáva

E-mail: stavam1@feec.vutbr.cz

Abstract: The paper joins the Bonfire NoC model, desrcibed in VHDL, together with a method of the precise localization and identification of faults in NoC and sums up a few findings about the efficiency of fault-tolerant NoC employing the method. A special focus is given to the area overhead and the mean time between failures in the presence of no or one permanent fault and some transient faults.

Keywords: Network on chip, NoC, network switch, router, flow control, performance, fault tolerance, FPGA, VLSI

1 ÚVOD

Zvyšující se hustota integrace (angl. Very Large Scale Integration; VLSI) a vzrůstající složitost jednotlivých komponent systému nárokují vyšší integraci různorodých funkčních prvků na jediný čip. Vznikla tak řada rozličných komunikačních architektur spojujících jednotlivé funkční prvky [1]; například sběrnicové architektury SoC (System on Chip), MPSoC (MultiProcessor System on Chip), CMP (Chip MultiProcessor) apod. Komunikační systém založený na sběrnicové architektuře není schopen udržet krok se zvyšujícími se požadavky budoucích systémů na čipu, a to v komunikační rychlosti, výkonu, napájení, časování aj. Pro dosažení narůstajících požadavků se vytvořila strukturovaná a škálovatelná propojovací architektura založená na myšlence "sítě na čipu" (Network on Chip; NoC), která má zmírnit složité problémy s komunikací na čipu a zvýšit rychlost vytváření takových systémů.

Architektura NoC se skládá ze tří základních bloků: směrovač (S), výkonná jednotka (VJ) a lokální rozhraní mezi S a VJ. Propojení směrovačů utváří síťovou (fyzickou) komunikační topologii (např. mřížku, toroid, hvězdici atd.). Data, rozdělená do paketů, jsou ze zdrojové VJ přes S posílána do cílové VJ. Každý paket je složen z tzv. flitů. Flit je nejmenším datovým uskupením, který se podle funkce dělí do tří typů: hlavičkový, středový (payload) a koncový. V hlavičkovém flitu bývají informace, podle nichž řídící jednotka směrovače určí, kterým směrem celý paket poslat dále.

Vysoká integrace a různé vlivy prostředí na systémy založené na NoC s sebou přinášejí i zvyšující se možnost výskytu poruchy [2][3]; např. letecká doprava, kosmické výzkumy, pozemní radiační pokusy, výboje v plynech, změna vlastností materiálu vlivem jeho stárnutí apod. Pokud je na systém NoC kladen požadavek vysoké spolehlivosti, potom je nutné zajistit jeho bezporuchový provoz, popř. poruchový stav detekovat. Vznikla tak řada metod a technik, které vedou ke zvýšení spolehlivosti, ale i ostatních výkonnostních parametrů.

Příspěvek předkládá nová zjištění o efektivnosti užití metod a technik pro zajištění bezporuchovosti komunikační sítě v NoC. Jako základní model NoC, syntetizovatelný a implementovatelný do FPGA, byl převzat a upraven ten z projektu talinské univerzity s názvem Bonfire [4]. Jako technika pro zvýšení odolnosti proti poruchám byla použita metoda PLIP – "přesná lokalizace a identifikace poruchy" [5].

2 TEORETICKÁ VÝCHODISKA

2.1 BONFIRE NOC MODEL

V této kapitole je představena hlavní komunikační komponenta talinského modelu architektury NoC z projektu Bonfire – směrovač. Celý NoC model je popsán v jazyku VHDL a byl zvolen k implementaci různých diagnostických metod a technik k zjištění výkonnostních parametrů NoC architektury.

Směrovač má pět vstupů a pět výstupů (viz obr. 1) – pro zjednodušení jsou plně zobrazeny signály pouze pro západní vstup a východní výstup. Je určen pro použití ve dvourozměrné mřížkové propojovací síti. Posílaný paket se skládá z jednoho hlavičkového flitu (povinné), z žádného nebo více středových flitů (volitelné) a jednoho koncového flitu (povinné). Směrování je logické, proto není použita směrovací tabulka. Směrovač obsahuje pro každý vstup vyrovnávací paměť typu FIFO a logicky založené směrování (LBDR). Směrovač obsahuje alokátor pro předcházení kolizím a pro každý výstup přepínač (XBAR) k propojení výstupu s příslušným vstupem. [6]



Obrázek 1: Blokové schéma směrovače Bonfire [6].

Blok LBDR (Logic-Based Distributed Routing) určuje, kterým výstupem budou data procházet. Směrovač obsahuje celkem pět LBDR bloků, a to jeden pro každý směr (západ, sever, východ, jih a lokální rozhraní). LBDR z malé části dat vytvoří žádost o povolení čtení do alokátoru. LBDR obsahuje dva konfigurační signály: (a) 4bitový signál *propojení Cx*, popisující propojené směry směrovače, každý bit určuje jeden směr; (b) 8bitový signál *směrovací Rxy*, jednotlivé bity tohoto signálu určují, které způsoby pravoúhlého "zatočení" jsou povolené a které zakázané. Toho se využije v případě, kdy flit mění svůj hlavní směr průchodu směrovačem. Pokud by byla hodnota signálu např. Rxy = 00111100, získali bychom povolené a zakázané "zatočení" (viz obr. 2). Černé šipky jsou povolená "zatočení" a červené zakázaná. Číslice udávají pořadové číslo jednotlivých bitů.

$$\begin{array}{c} \overbrace{}^{5} & \overbrace{}^{1} & \overbrace{}^{0} & \xrightarrow{}^{3} \\ \overbrace{} & \underbrace{}_{2} & \underbrace{}_{4} & \underbrace{}_{7} \end{array}$$

Obrázek 2: Přiřazení bitů signálu Rxy k jednotlivým způsobům změny směru toku dat.

2.2 PŘESNÁ LOKALIZACE A IDENTIFIKACE PORUCHY (PLIP)

Metoda přesné lokalizace a identifikace poruchy (PLIP) se zaměřuje na propojovací komunikační síť NoC s cílem: (1) identifikace trvalých a přechodných poruch; (2) rozlišit mezi poruchou směrovače (routeru) a datové linky mezi směrovači; (3) rozpoznat poruchy na jednotlivých datových cestách uvnitř směrovače [5] – viz obr. 3. K rozlišení mezi poruchami trvalými a přechodnými se používají dva koncepty: "retransmission credit" (RC), přiřazený každé propojovací lince/cestě,

a "long transient recovery timeout" (LTRT), umožňující jednou označenou linku/cestu jako trvale porouchanou přezkoumat, není-li jen přechodnou poruchou dlouhou.



Obrázek 3: Cíle přesné lokalizace (2, 3) a identifikace (1) poruchy v NoC; a základní algoritmus identifikace trvalé a přechodné poruchy [5].

PLIP ke všem komponentám, na nichž má být provedena lokalizace poruchy (2, 3), používá komponenty z obr. 4 – na datových linkách mezi směrovači a na datových cestách uvnitř směrovačů.



Obrázek 4: Lokalizace poruchy na datových linkách mezi směrovači a uvnitř směrovače [5].

3 EXPERIMENTÁLNÍ VÝSLEDKY

Pro zjištění efektivnosti užití metody PLIP (viz kap. 2.2), zajišťující bezporuchovost komunikační sítě v NoC, byly provedeny dvě sady experimentů. První sada (viz tab. 1) vedla k určení výkonnostních a spolehlivostních parametrů sítě užitím simulátoru ModelSim SE 6.1f – tj. latence paketů, propustnost sítě a střední doba mezi poruchami (MTBF) v počtu simulačních cyklů.

Injekce po- ruch [%]	Latence paketů [sim_clks]		Propustnos	st sítě [%]	Střední doba mezi poru- chami (MTBF) [sim_clks]		
	0 trvalých	1 trvalá	0 trvalých	1 trvalá	0 trvalých	1 trvalá	
0,00	21,6	21,8	100,0	100,0	Х	Х	
0,12	21,8	22,1	98,8	98,6	1818	1538	
0,32	22,5	22,9	95,9	95,2	526	455	
0,92	23,6	24,7	91,3	88,4	247	189	

Tabulka 1:Výkonnostní a spolehlivostní parametry v přítomnosti žádné a jedné trvalé poruchy.

Není-li v tabulkách uvedeno jinak, byla data získána jako průměr z tří simulačních běhů a experimenty provedeny s následujícími parametry: mřížková propojovací síť velikosti 4x4, 20 000 simulačních cyklů v simulačním běhu, 4flitové pakety, 16bitové flity, rychlost generování paketů do NoC průměrně 0,0625 paketů na simulační cyklus, zabezpečení komunikace paritním bitem, "retransmission credit" RC velikosti 3, "long transient recovery timeout" (LTRT) velikosti 15. Druhá sada experimentů (viz tab. 2) vedla k určení množství zabraných prostředků FPGA v počtu LUT (look-up tables) a klopných obvodů typu D (FF) užitím Xilinx ISE 14.7. PLIP představuje přijatelné navýšení počtu zabraných LUT na mřížkové sítí velikosti 4x4 (přibližně 25 %), zatímco v počtu FF je navýšení poněkud výraznější (přibližně 40 %). Počet FF je možné ovlivnit nastavením statistických parametrů designu RC a LTRT, které mají vliv na rozlišení trvalé, přechodné a dlouhé přechodné poruchy a které je možné přizpůsobit "kvalitě" prostředí, v němž má být systém NoC provozován.

Cílové EDCA Viliau	Bonfire 4x PI	4 NoC bez LIP	Bonfire 4x4 NoC s PLIP			
ΓΓΟΑ ΛΙΙΙΙΧ	#FF	#LUT	#FF	#LUT		
Spartan-6 XC6SLX16	1 184	403	1 640	512		
Spartan-3 XC3S2000	1 184	428	1 640	546		

 Tabulka 2:
 Množství zabraných prostředků FPGA v počtu LUT a klopných obvodů.

4 ZÁVĚR

Výsledky experimentů je možné shrnout do několika zjištění o efektivnosti užití metody PLIP (viz kap. 2.2) pro zajištění bezporuchovosti komunikační sítě v NoC. PLIP zaručuje jen nepatrně horší výkonnost a spolehlivost NoC v případě, kdy je v NoC přítomna jedna trvalá porucha s občasným výskytem poruch přechodných, oproti případu, kdy není přítomna žádná trvalá porucha s občasným výskytem poruch přechodných. Na druhou stranu dosažení velmi příznivých výkonnostních a spolehlivostních parametrů je vyváženo nezanedbatelnou spotřebou zabraných prostředků FPGA (LUT a klopných obvodů). PLIP je tedy velmi efektivní implementovat v prostředích se zvýšeným výskytem rušení, např. radiačním či elektromagnetickým, nebo v systémech vyžadujících vysokou spolehlivost, např. v systémech veřejné dopravy. Naopak implementace v "nekritických" systémech je poměrně neefektivní.

- [1] Wen-Chung, T., Ying-Cherng, L., Sao-Jie, Ch.: Networks on Chips: Structure and Design Methodologies [online]. Hindawi Publishing, 2011 [cit. 2019-12-06]. Dostupné z: <u>https://www.researchgate.net/publication/220588483_Networks_on_Chips_Structure_and_D</u> <u>esign_Methodologies</u>
- [2] Grecu, C., Ivanov, A., Saleh, R., Sogomonyan, E. S., Pande, P.: On-line Fault Detection and Location for NoC Interconnects. In: Proc. of IEEE International On-Line Testing Symposium (IOLTS), 2006
- [3] Murali, S., De Micheli, G., Benini, L., Theocharides, T., Vijaykrishnan, N., Irwin, M.: Analysis of Error Recovery Schemes for Networks on Chip. In: IEEE Design and Test of Computers, **22**(5), 2005, s. 434–442
- [4] Tallin University: Bonfire Project, rev. 9 [VHDL design]. 4. dubna 2019 [přístup 13. října 2019]. Dostupný z: <u>https://github.com/Project-Bonfire/Bonfire</u>
- [5] Šťáva, M.: Efficient Error Recovery Scheme in Fault-tolerant NoC Architectures. In: IEEE Int. Symp. on Design and Diagnostics of El. Circuits & Systems (DDECS), 2019. ISBN 978-1-7281-0073-9
- [6] Azad, S. P., Niazmand, B., Janson, K., et al.: From Online Fault Detection to Fault Management in Network-on-Chips: A Ground-Up Approach. In: Proceedings – IEEE Int. Symp. on Design and Diagnostics of El. Circuits & Systems (DDECS). New York: IEEE, 2017, s. 48–53. ISBN 978-1-5386-0472-4

Bakalářské projekty

Biomedicínské inženýrství a bioinformatika

MONITORING APPLICATION FOR PSYCHIATRIC HOSPITAL PATIENTS

Veronika Kamenská

Bachelor, FEEC BUT, Biomedical technology and bioinformatics

E-mail: xkamen22@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Helena Škutková

E-mail: skutkova@feec.vutbr.cz

Abstract: The "MindCheck" mobile app should serve as a clinical psychiatrist's aid in the monitoring of patients in the psychiatric ward (hospital). During hospitalization, the patient continually performs a set of tests that the psychiatrist can use to set up appropriate treatment and can change the patient's condition.

Keywords: Mobile app, monitoring, mental condition, depression

1 ÚVOD

Mobilní aplikace "MindCheck" by měla sloužit jako pomůcka klinického psychiatra při monitoringu pacientů hospitalizovaných na psychiatrickém oddělení. Pacient během hospitalizace průběžně plní sadu testů, které může lékař využít při nastavování vhodné léčby a orientace při změně stavu pacienta.

Podobná aplikace již v minulosti existovala. Jmenovala se Itareps. Zaměřovala se pouze na pacienty s psychotickým onemocněním. Aplikace fungovala na principu odesílání dotazníku pomocí SMS zprávy. Tyto data následně vyhodnocoval lékařův software a lékaře mohl včas varovat na případný relaps. U aplikace nebyla prokázána dostatečná úspěšnost a byla velmi finančně nákladná, a proto přestala být zdravotními pojišťovnami v roce 2013 proplácena.

Podle poslední zprávy Ústavu zdravotnických informací a statistiky ČR z roku 2017 bylo v České republice registrováno celkem 1 031 ambulantních oddělení a pracovišť psychiatrie. Celkem bylo na odděleních a pracovištích psychiatrie provedeno 2 924 tisíc vyšetření - ošetření.

Lůžkovou psychiatrickou péči zajišťovalo 18 psychiatrických léčeben pro dospělé s 8 709 lůžky, 3 psychiatrické léčebny pro děti s 210 lůžky a dále 31 psychiatrických odděleních nemocnic s 1 317 lůžky. Na těchto lůžkových zařízeních proběhlo celkem 57 877 hospitalizací, z toho bylo 19 594 hospitalizací na psychiatrických odděleních nemocnic, 37 113 hospitalizací v psychiatrických léčebnách pro dospělé, 987 hospitalizací v psychiatrických léčebnách pro děti a 183 v ostatních psychiatrických lůžkových zařízeních. (NECHANSKÁ, 2018)

Bohužel i přes snahy současné reformy psychiatrické péče a tvorbu Center duševního zdraví je dostupnost péče o pacienty s duševním onemocněním velmi omezená. Vzhledem k nedostatku ambulantních psychiatrů jsou objednací doby delší než 3 měsíce. V důsledku toho jsou pacienti často přijímáni na krizových centrech nebo jsou k hospitalizaci dopraveni posádkou RZS většinou v akutním života ohrožujícím stavu.

Kvůli celorepublikovému nedostatku psychiatrů také v nemocnicích se pacientovi často nedostává efektivní péče a lékař na něj nemá tolik času, kolik by potřeboval. Například na dětském oddělení FN Brno je kapacita 18 lůžek a pracují zde 3 lékařky, ovšem pouze 1 na plný úvazek a ostatní 2 jsou současně i na ambulanci. Díky tomu roste frustrace pacientů, protože mohou mít pocit, že se na oddělení nic neděje a léčba není dostačující.

Aplikace "MindCheck" cílí primárně na pacienty s afektivními poruchami – deprese, bipolárněafektivní porucha nebo mánie. Při depresi je člověk celkově utlumený, má zpomalené reakce a zhoršené kognitivní schopnosti. Naopak při mánii je člověk jednoduše řečeno "zrychlený", nemá potřebu spánku, může mít skony k náhlým změnám v životě, které koná bez předchozího rozmyšlení.

2 TECHNICKÉ PROVEDENÍ

Mobilní aplikace byla vytvořena v prostředí MIT app inventor. V tomto prostředí není nutné znát syntax programovacího jazyku Java, ve kterém se aplikace tvoří. Aplikace se skládá pomocí bloků, to znamená, že musíme chápat princip jednotlivých funkcí programu – if, for, nebo tvorbu procedur.

Aplikaci je možné v průběhu návrhu testovat v reálném čase buď přes mobilní aplikaci, kterou připojíme přes wi-fi, přes emulátor nainstalovaný do PC nebo přes USB připojení.

Aplikace vygenerovaná v tomto programu je kompatibilní se zařízeními s operačním systémem Android.



Obrázek 1: Blokové schéma aplikace

Odesílání dat je možné přímo z aplikace a to na sdílené úložiště Google drive, a aby byla zajištěna bezpečnost dat, každý pacient dostane přidělené své ID, které je jedinečné a skutečné propojení pacienta a ID probíhá přímo v PC lékaře.

Software pro lékaře bude tvořen v jazyce Python, konkrétně verze Python 3.7. a grafické uživatelské rozhraní je realizováno pomocí knihovny Tinker. Software bude vznikat příští rok v rámci mé bakalářské práce.

Testy v aplikaci by měl pacient vyplňovat 3x týdně – pondělí, středa, pátek. Díky této frekvenci bude lékař schopen včas reagovat změnou či navýšením medikace. Zároveň aplikace dává pacientovi pocit, že se o něj někdo zajímá a motivuje ho to ke spolupráci.

Aplikace hned při náhledu nabízí jednoduché menu, aby byla snadno pochopitelná jak pro zdravotnický personál, tak i pro pacienta samotného. Celá aplikace je koncipovaná do modré barvy, aby neovlivňovala pozornost a působila na něj uklidňujícím dojmem. V procesu získávání a vyhodnocování dat je potřebná spolupráce lékaře, praktické sestry a pacienta. Mobilní aplikaci ovládá praktická sestra, pacient v aplikaci provádí příslušné testy a lékař k celkovému hodnocení stavu pacienta využívá počítačový program.

V základním menu praktická sestra provede registraci nového pacienta zadáním jeho osobních údajů – jméno, příjmení, pohlaví, rodné číslo a také oddělení, na kterém je pacient hospitalizován. Současná verze aplikace je navržena pro psychiatrickou kliniku FN Brno, čemuž odpovídá nabídka oddělení, ze kterých sestra vybírá. Po zadání veškerých potřebných údajů jsou tyto údaje uloženy do databáze aplikace. Tento pacient tedy získává přístup k sadě testů.

Pokud budeme chtít provádět testování evidovaného pacienta, klikneme na tlačítko testování, kde se nám zobrazí seznam veškerých pacientů. V tomto seznamu můžeme využít vyhledávání dat podle příjmení či rodného čísla. Před zahájením testování sestra zadá jeho aktuální váhu, kvůli kontrole změn váhy vlivem užití medikace. Poté sestra předá pacientovi tablet, popř. mobil, na kterém je naistalovaná aplikace "MindCheck".

K dispozici je sada 4 testů, které by měl pacient vyplnit. Celkový čas testování by se měl pohybovat do 15 minut, aby byla zajištěna maximální možná pozornost pacienta. Test určený k diagnostice aktuálního stádia deprese je celosvětově využívaný tzv. Beckova stupnice. Tento test se skládá z celkem 21 otázek, které se pacienta ptají např. na smutek, pocity viny, myšlenky na sebevraždu, spánek nebo úbytek hmotnosti. Tyto odpovědi jsou bodovány na škále 0-3 a na základě součtu bodů je možné určit stádium deprese - 0-10 žádná,11-20 lehká, 21-40 střední, 41-60 těžká

Další test, který se v aplikaci nachází, je věnovaný pacientově pozornosti. Člověk v těžké depresi má často sníženou reakční dobu. Naopak některým pacientům v mánii se dávají tlumivá antidepresiva, která mohou zapříčinit zpomalené reakce, které mohou vést až k zákazu řízení pod vlivem této medikace. Lékař tedy i na základě tohoto testu může vidět, jak dochází ke zlepšení či zhoršení pozornosti a na základě této skutečnosti upravit farmakologickou léčbu.

Test na paměť testuje pacientovu krátkodobou paměť tím, že se zobrazí řada čísel po určitou dobu. Po uplynutí této doby se čísla ztratí a objeví se pacientovi řádek, kam má tyto čísla ve správném pořadí zapsat. Tímto můžeme testovat jak pacienty staršího věku, tak i pacienty po elektrokonvulzivní terapii, kde vlivem elektrického účinku na mozek a vyvoláním krátkého epileptického záchvatu často dochází k poruchám krátkodobé paměti.

Poslední test, který pacient musí vyplnit je dotazník celkového stavu. Pacient zde odpovídá na pár otázek, které se týkají jeho nálady, proměnlivosti nálady během dne, kvality spánku, úzkostných stavů a také myšlenek na sebevraždu. Při tomto testu pacient vybírá ze stupnice 1-5 s hodnocením jako ve škole, 1 nejlepší a 5 nejhorší.

Po vyplnění celé sady testu a stisknutím tlačítka "uložit a odeslat" se veškerá data z testování odešlou do sdíleného excelového dokumentu. Zároveň jsou poslední odeslaná data od pacienta uloženy do krátkodobé databáze, takže si sestra může zkontrolovat, který pacient byl kdy naposledy testován.

HOR10.49.00	10.12	10.49.00	20.01	-10.49.00	
and the second second	Zadání	nového pacienta	Jméno: Veronika		
MindCheck	Jméno:	Adam	Příjemní: Ka	menská	
1	Příjmení:	Novák	Pohlaví: žen	а	
Nový pacient	Pohlaví:	muž 👻	Rodne cislo	: 6495959/595 2	
	Rodné čís	slo: 123456 / 1234			
Testování	Oddělení	21 -	Deprese:	Start test	
		1000	Pozornost:	Start test	
Smazat klienta			Kondice:	Start test	
A MARKAN AND	004	UE MENU	Celkový stav:	Start test	
Vysledky		ULOZIT			
		1.7	Ulažit	Zahodit data	

Obrázek 2: Náhledy aplikace: hlavní menu, zadávání pacienta, testovací modul

3 VYHODNOCENÍ DAT

Vyhodnocení dat probíhá již přímo v počítači lékaře. Jedinou nutnou podmínkou k přístupu k datům je stažení programu na zobrazení výsledků, který se nemocnici předá pomocí USB disku.

Na sdíleném úložišti, kam se data z aplikace převádí, jsou data uložena v následujícím formátu:

Oddělení	Score deprese	Score pozornost	Score pamět	Score nálada	Score stabilita	Score suicidální myšlenky	Score spánek	Váha
22	42	0,2214	7	3	4	2	4	58,4

Tabulka 1: formát ukládání dat do tabulky ve sdíleném uložišti

Celý tento program funguje na následujícím principu. Lékař se do programu přihlásí pod svým heslem, aby se zamezilo přístupu nepovolené osoby do systému. Hned po přihlášení se lékaři zobrazí výčet jednotlivých pacientů. Zároveň aplikace označí pacienty, u kterých došlo k náhlému zhoršení stavu, aby mohl lékař případně okamžitě reagovat.

V případě, že se lékař bude chtít podívat na nedávné výsledky, či kompletní historii, zvolí si pacienta z výběru. Lékaři se v hlavičce vypíší identifikační údaje o pacientovi – jméno, příjmení, RČ, pohlaví a oddělení, na kterém se pacient nachází.

Pod touto hlavičkou si lékař bude moci vybrat, které výsledky chce kontrolovat. Výsledky se vykreslují pomocí spojnicového grafu. V grafu je provedena klasifikace jednotlivých stádií deprese – žádná, lehká, střední, těžká (na základě prahových hodnot 10, 20, 40) a vyhodnocen průměrný reakční čas, aby měl lékař objektivní možnost posouzení. U dospělého zdravého člověka je reakce na optický podnět 0,18 s, na zvukový podnět 0,140 s i na dotyk 0,140 s. (ZAORAL, 2010)

4 ZÁVĚR

Mobilní aplikace "MindCheck" by po zavedení do klinické praxe měla vést k pravidelnému sledování subjektivního i objektivního stavu pacienta hospitalizovaného s duševním onemocněním. Pravidelné testování vyvolá u pacienta pocit bezpečí a uklidnění, protože vidí, že sestry a lékaři mají podrobné informace o jeho stavu. Pro lékaře by aplikace měla být pomocníkem při vyhodnocení účinku zvolené léčby (může sledovat vývoj nálady, kvality spánku, počet panických atak popř. suicidálních myšlenek) a současně je schopen posoudit vliv zvolené léčby na reakční dobu a krátkodobou paměť pacienta.

- [1] NECHANSKÁ Blanka, Jan Jann, Zdeňka Nováková, Karel Kudrna, Vladimíra Slábová, Renáta Pašingerová, Psychiatrická péče 2017, ÚZIS ČR 2018, str. 14-16, 26, 29, 34, 36, 86, ISBN 978-80-7472-178-6, dostupné z https://www.uzis.cz/publikace/psychiatricka-pece-2017
- [2] ZAORAL: zpracováno pro Ministerstvodopravy: Manuál doporučených psychodiagnostických metod pro vyšetřování a posuzování psychické způsobilosti k řízení motorových vozidel, 2010, dostupný z https://is.muni.cz/el/fss/podzim2019/PSYn5400/um/dianostika_a_terapie/Manul_final_v6_1
 9 1 2011-1.pdf?lang=cs
- [3] ŠPANIEL Filip, Itareps: technologie ve službách tareps: technologie ve službách prevence relapsu psychózy, dostupné z https://www.psychiatriepropraxi.cz/pdfs/psy/2006/02/08.pdf
- [4] https://www.itareps.com/cs/?c=cz
- [5] VÁLKOVÁ Hana, Program sledování schizofreniků na dálku končí, autorům došly peníze, idnes.cz, 2013, dostupné z https://www.idnes.cz/zpravy/domaci/projekt-bohnickych-psychiatru-itareps-konci.A131126_134107_domaci_hv
- [6] BECK a kol. 1961, dostupné z https://alfons.vutbr.cz/wp-content/files/Beck_BDI-II_-_deprese_dotaznk.pdf

CLUSTERING OF ECG CYCLES

Karolína Němečková

Bachelor Degree Programme (3), FEEC BUT

E-mail: xnemec77@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Marina Ronzhina

E-mail: ronzhina@vut.cz

Abstract: The paper deals with application of cluster analysis to different ECG records in order to identify particular cardiac pathologies. The work is mainly focused on the detection of premature atrial and premature ventricular beats. Presented approach is based on the signal correlation and further beat type identification and beats clustering via specific ECG features and detection rules, including fuzzy expert rules. By evaluation the method on test data, we obtained Se 76,0 %, Sp 90,2 %, F1 43,8 %, Acc 89,5 %, and PPV 31,1 %. Pure F1 and PPV is due to high number of false positive detections mainly in noisy ECG or ECG with manifested atrial fibrillation.

Keywords: ECG correlation, extrasystols detection, cardiac beats clustering, fuzzy inference system

1 ÚVOD

Elektrokardiografické vyšetření (elektrokardiogram, EKG) je jedno z nejčastějších lékařských vyšetření, je rychlé, neinvazivní a má vysokou vypovídající schopnost o stavu pacienta. Právě z tohoto důvodu se neustále pracuje na zdokonalování systémů pro automatické vyhodnocení EKG křivky. Cílem této práce je detekce síňových a komorových extrasystol v 10 s záznamu EKG, což by mohlo přispět k časnému odhalení závažných postižení srdce, jako je například fibrilace komor, jejichž indikátorem mohou být právě extrasystoly. Většina dosavadních vyhodnocovacích systémů pracují na základech umělé inteligence a strojového učení, což sice vede k dosažení kvalitních výsledků detekce, ale za cenu složité či zcela nemožné interpretace rozhodovacího procesu a tím i výsledků. [2] Rozhodování systému představeného v této práci kopíruje postup zdravotnického personálu při vyhodnocování záznamu EKG. Celá práce se zakládá na hlavní charakteristice extrasystol. Předčasné síňové stahy (premature atrial contraction, PAC) se v EKG projevují změnou morfologie P vlny beze změn QRS komplexu či vlny T. Dále také odpovídající RR intervaly v okamžiku výskytu extrasystoly mají charakteristické vlastnosti, konkrétně krátký extrasystolický a dlouhý postextrasystolický RR interval. Komorové extrasystoly (premature ventricular contraction, PVC) se liší morfologií QRS komplexu, absencí P vlny a odlišnou délkou RR intervalů. Charakteristika vyplývá ze samotného vzniku a šíření elektrického impulzu, který je generován v komoře namísto sinusového uzlu, jak tomu bývá za normálních okolností. [1]

2 POUŽITÁ DATA

V této práci byla použita databáze pacientských záznamů EKG z UBMI. Jednalo se o 6884 desetisekundových EKG záznamů snímaných z osmi svodů (II, III, V1-V6) se vzorkovací frekvencí 500 Hz. U těchto dat již byla vyfiltrovaná stejnosměrná složka a 50 Hz brum. Spolu s databází jsem měla možnost pracovat se souborem detekovaných pozic QRS komplexů a souborem anotací. Data byla pro objektivní hodnocení rozdělena na trénovací a testovací tak, aby v každé skupině byly patologie zastoupeny rovnoměrně.

3 PROGRAMOVÉ ŘEŠENÍ

Program a všechny jeho části byly navrženy a implementovány v prostředí MATLAB R2019b. Celý program můžeme rozdělit do několika dílčích částí: příprava signálu, korelační analýza, detekce PAC a detekce PVC. Tyto dílčí části budou dále postupně popisovány.

3.1 PŘÍPRAVA SIGNÁLU

V práci byla použita již filtrovaná data a pro zamezení zkreslení se aditivní filtrace neprováděla. Změna byla provedena pouze v rámci R kmitů, jejichž pozice byly zpřesněny. Toto zpřesnění bylo provedeno tak, že vrchol byl vždy zvolen jako maximum v úzkém okně kolem detekovaného vrcholu. Hlavním krokem zde bylo signál rozdělit na jednotlivé cykly, které pak budou následně korelovány mezi sebou. Rozdělení proběhlo podle dvou kritérií na delší (QRS a okolní oblast) a kratší (pouze QRS) cykly. Cykly byly následně použity pro korelační analýzu a výpočet tvarového faktoru (form factor, FF) podle vzorce (2). Přičemž FF vypočtený z delšího cyklu napomáhá odlišení od sebe normálních cyklů a PVC. Velikost okna byla odvozena zvlášť pro každý záznam s využitím tepové frekvence (dále jen TF). Jako průměrný tep bylo vybráno 80 bpm, kde se bere okno délky 100 ms (50 ms před R kmitem a 50 ms za R kmitem). Dále jsou délky kratšího okna vypočítávány pomocí kritérii z (1), kdy okno je zmenšováno pro nadprahovou TF, a naopak zvětšováno pro podprahovou TF:

$$okno = 50 + |80 \pm TF| * 0.1$$
 (1)

Pro výpočet delšího okna bylo potřeba vypočítat průměrný RR interval a okno bylo následně vybráno jako ½ RR intervalu před i za R kmitem.

$$FF = \frac{\sigma_{\chi\prime\prime}/\sigma_{\chi\prime}}{\sigma_{\chi\prime}/\sigma_{\chi}}$$
(2)

3.2 KORELAČNÍ ANALÝZA

Korelační analýza je hlavní část programu, která provede prvotní třídění QRS komplexů v záznamu na základě velikosti korelačního koeficientu. Na začátku každého cyklu se zvolí vzor – první QRS komplex – se kterým budeme zbylé cykly korelovat. Pro každou dvojici (vzor a další komplex) se nejprve vypočítá pomocí vzájemné korelační funkce vzájemný posun, při kterém jsou si nejpodobnější. Následně se při tomto posunu vypočítá korelační koeficient a také FF z delších dvou cyklů. Dále porovnáme FF vzoru a korelovaného signálu a pokud je jejich rozdíl větší než směrodatná odchylka FF v rámci celého záznamu, provede se snížení korelačního koeficientu o hodnotu 0,15, což tento analyzovaný QRS komplex znevýhodní při shlukování. Hodnota 0,15 byla zvolena na základě optimalizačních postupů, kdy byl program opakovaně spouštěn, avšak vždy s jinou hodnotou a snížení koeficientu o 0,15 dosahovalo nejlepších výsledků.

Jakmile je vzor korelován se všemi zbylými komplexy, provede se samotné shlukování tak, že vzor představuje geometrický střed shluku a všechny komplexy, které mají korelační koeficient k tomuto vzoru vyšší než 0,85 jsou do tohoto shluku zařazeny. Hodnota 0,85 byla zvolena obdobně jako v případě snížení korelačního koeficientu. Nyní se vzor posouvá na další v pořadí nezařazený komplex a vše probíhá znovu. Celé shlukování je provedeno zvlášť pro svody II, V4 a V6, které jsou pro analýzu EKG nejčastěji volené. Finální svod se volí takový, který má ve výsledku nejmenší počet vzniklých shluků, protože se předpokládá, že vyšší procento šumu v analyzovaném EKG způsobuje snížení korelace, a tedy vznik více shluků, což je nežádoucí pro následnou analýzu cyk-lů. Možný výsledek shlukování můžete vidět na Obrázku 1.



Obrázek 1: Ukázka správné funkce shlukování, kde jsou jednotlivé shluky barevně odlišeny. Dle dostupných anotací: cykly označené červenou tečkovanou čarou odpovídají normálním cyklům a modře jsou označeny PVC.

3.3 DETEKCE SÍŇOVÝCH EXTRASYSTOL

Při detekci PAC se rozpoznávají odlišnosti RR intervalů charakteristické pro daný typ extrasystoly. K této detekci jsou použity vektor RR intervalů konkrétního záznamu, konstanta označující nejpočetnější shluk/y (právě v tomto/těchto probíhá detekce PAC) a vektor vypovídající o výsledku prvotního shlukování (vektor čísel, přičemž každé číslo odpovídá jednotlivému shluku). Detekce probíhá v nejpočetnějších shlucích právě z toho důvodu, že v případě PAC by se QRS komplex neměl lišit od ostatních (kromě PVC) a korelace by tyto cykly měla zařadit do stejného shluku.

Obdobnými metodami, kterými byl zvolen úbytek korelačního koeficientu při odlišných FF byly zvoleny prahy, kdy je RR interval brán již za extrasystolický. Výchozími orientačními body během optimalizace byly střední hodnoty extrasystolických a postextrasystolický RR intervalů v rámci trénovacích dat. Opět je zde zohledněna TF, a proto byl zvolen práh zvlášť pro bradykardii, tachykardii a fyziologickou TF. Je monitorován jak extrasystolický RR interval (bere se jako extrasystolický, pokud je jeho hodnota nižší než hodnota průměrného RR intervalu v záznamů zmenšená o hodnotu prahu) tak i postextrasystolický interval (k průměrnému RR intervalu práh přičítáme a RR interval musí být větší, aby byl považován za postextrasystolický).

Algoritmus ošetřuje i případy výskytu následných mnohočetných extrasystol, kde předpokládáme kaskádu krátkých RR intervalů ukončených neúplnou kompenzační pauzou. Pokud do algoritmu vstoupí cyklus, který má kratší RR interval (již brán za extrasystolický) před i za QRS komplexem, funkce iterativně pokračuje v kontrole RR intervalů následných cyklů. Sada těchto cyklů se vyhodnotí jako extrasystolická pouze v případě, pokud po posledním cyklu v řadě krátkých RR intervalů před i za QRS komplexem následuje cyklus s krátkým RR intervalem před komplexem a delší pauzou za komplexem QRS (interval brán již za postextrasystolický). Ukázku správné funkce detekce můžeme vidět na Obrázku 2.



Obrázek 2: Ukázka správné detekce PAC, červeně označen nově vzniklý shluk pro PAC.

3.4 DETEKCE KOMOROVÝCH EXTRASYSTOL

Nyní již máme samostatný shluk pro PAC a nejpočetnější shluk/y, u kterých nepředpokládáme výskyt PVC kvůli jejich výrazně odlišné morfologii. Do další části programu vstupují zbylé shluky, v nichž proběhne detekce PVC na základě vybraných specifických EKG příznaků a vyhodnocení pomocí navrženého fuzzy expertního systému.

Z několika různých EKG příznaků byly v rámci experimentování vybrány 4 nejvhodnější příznaky. Jedná se o i) podíl RR intervalů před a po komplexu QRS, ii) rozdíl FF zkoumaného cyklu a reference, která byla vypočtena jako průměr z cyklů shluknutých v nejpočetnější skupině (pova-

žujeme za sinusové), iii) podíl plochy pod křivkou zkoumaného komplexu a reference a iv) počet vzorků mezi extrémy komplexu.

Trénovací data byla rozdělena do tří skupin: PAC, PVC a ostatní. V následujících krocích bylo pracováno pouze se skupinami PVC a ostatní. u obou těchto skupin byly vybrány příznaky a odděleně vykresleny histogramy. Na základě těchto výsledků byl navržen a implementován fuzzy interferenční rozhodovací systém. Postup můžete vidět na Obrázku 3. Rozhodovací pravidla byla nastavena tak, aby byl komplex vyhodnocen jako PVC pouze v případě, pokud alespoň tři ze čtyř příznaků nabývají hodnot typických pro PVC. Před implementací fuzzy systému byla detekce realizována obdobně jako v případě detekce PAC, kdy byly pomocí ROC analýzy nalezeny pevné prahové hodnoty pro jednotlivé příznaky. Implementace fuzzy systému značně přispěla k získání lepších výsledků detekce PVC. Ukázku správné funkce můžete vidět na Obrázku 4.



Obrázek 3: Ukázka návrhu fuzzy interferenčního systému. Podle vykreslených histogramů příznaků (vlevo) byly navrženy jednotlivé funkce příslušnosti proměnných (vpravo).



Obrázek 4: Výsledek prvotního shlukování (vlevo) a výsledná úprava detekce PVC pomocí FIS (vpravo), kde jsou barevně oddělené jednotlivé shluky. Dle dostupných anotací: na grafu vpravo cykly označené červenou tečkovanou čarou odpovídají normálním cyklům (raménková blokáda) a modře označeny cykly PVC.

4 ZÁVĚR

Navržený algoritmus dosahuje nejkvalitnějších výsledků u minimálně zašuměných signálů. V přítomnosti šumu procento falešně pozitivních (FP) detekcí roste. Vysoký počet FP detekcí PAC se vyskytuje také v případě atriální fibrilace, kde dochází k atrio-ventrikulární disociaci. Na tréno-vacích datech byly obdrženy výsledky: Se 77,8 %, Sp 89,7 %, F1 46, 9 %, Acc 89,0 % a PPV 34,5 %. Nízké hodnoty F1 a PPV jsou způsobeny vysokým výskytem falešně pozitivních detekcí a proto by bylo vhodné algoritmus doplnit o aditivní filtraci a detekci atriální fibrilace.

- [1] HAMPTON, John R. *EKG stručně, jasně, přehledně*. 7. Praha: Grada, 2013. ISBN 978-802-4742-465.
- [2] LI, Qichen, Chengyu LIU, Qiao LI, Supreeth P SHASHIKUMAR, Shamim NEMA-TI, Zichao SHEN a Gari D CLIFFORD. Ventricular ectopic beat detection using a wavelet transform and a convolutional neural network. *Physiological Measurement*. 2019, 40(5). DOI: 10.1088/1361-6579/ab17f0. ISSN 1361-6579.

Bakalářské projekty

Komunikační technologie a informační bezpečnost, Teoretická elektrotechnika, Fyzika a matematika, Silnoproudá elektrotechnika a elektroenergetika

MODEL OF ELECTRIC ENERGY STORAGE USING OPENMODELICA

Hadi Abdallah

Bachelor's Degree Programme (3), FEEC BUT E-mail: xabdal01@stud.feec.vutbr.cz

> Supervised by: Lukas Radil E-mail: radil@feec.vutbr.cz

Abstract: The following work deals with power-to-gas, an electric energy storage technology that converts excess electricity produced mainly by renewable energy sources to synthetic natural gas. A model in OpenModelica is further presented. The model consists of a photovoltaic plant and its connection to the electric grid, as well as a model of electrical energy storage in batteries for purposes of comparison.

Keywords: Hydrogen; electrolysis; carbon dioxide; synthetic natural gas, batteries

1 INTRODUCTION

Renewable energy sources' penetration levels often increase, causing power generation to exceed the demand. Power-to-gas (P2G) plants convert excess energy produced mainly by solar and wind power plants and store it in the form of synthetic natural gas. The produced synthetic natural gas (SNG) can be then used for heating, transportation, long distance traffic or electricity generation [1].

2 HYDROGEN SUPPLY

Water is decomposed by applying electric current to produce hydrogen and oxygen, in a clean process known as water electrolysis [1]. Fig. 1 shows three different electrolysis technologies that are considered for P2G: Alkaline electrolysis, polymer membrane electrolysis and solid-oxide electrolysis.



Figure 1: Set-up of three electrolysis technologies [2]

3 CARBON DIOXIDE SOURCES

The CO_2 required for the applications of P2G is produced from fossil fuels (combustion of natural gas, coal or fuel oil) or renewable sources (biomass or fermentation processes).

Carbon Capture Utilization and Storage (CCUS) In the case of the combustion of fossil fuels, carbon capture and consequently its separation are required. There exists 3 methods of CO_2 capture in combustion processes [3]: post-combustion, pre-combustion, and oxyfuel processes. Absorption, adsorption, cryogenics, membranes, and microbial/algal systems, are examples of separation technologies used.

4 METHANATION

The SNG produced in P2G plants must be have similar properties to natural gas. That is 80% CH₄ < 2% CO₂ and < 17 % H₂ [4]. Methanation can take place as catalytic as well as biological.

This methanation reaction works according to what is know as the Sabatier reaction. Chemical equation 1 shows the total reaction, while equations 2 and 3 show the sub-reactions.

$$CO_2 + 4H_2 \longrightarrow CH_4 + 2H_2O \qquad \Delta_r H_{298} = -165 kJ/mol$$
(1)

$$H_2 + CO_2 \longrightarrow CO + H_2O \qquad \Delta_r H_{298} = 41 kJ/mol$$
 (2)

$$CO + 3H_2 \longrightarrow CH_4 + H_2O$$
 $\Delta_r H_{298} = -206 kJ/mol$ (3)

5 P2G'S CURRENT STATUS

There are over 153 P2G projects currently in operation around the world, with several huge projects now being built. Germany currently has the highest production rates, with a total of nearly 40 MW_{el} followed by Denmark 20 MW_{el} [5]. Data from multiple P2G projects and pilots from multiple countries are presented in [5], and they show production rates up to 10 MW_{el} , while the efficiency is around 41%. Being the world's leader in this technology, Germany is targeting a 5 GW of P2G capacity by 2025 and 40 GW by 2050. [6]. As for France, GRTgaz has performed its first injection of hydrogen into the gas grid as part of Jupiter 1000, a P2G project with 1 MW_{el} capacity and 25 m³/h in methane production [7].

6 MODELLING AND SIMULATION

Fig. 2 presents the electrical part of the power-to-gas chain. Where electricity is produced from a PV station, further a DC/3xAC converter converts the produced DC voltage to 3x 400/230 V AC, which is then connected to the electric grid through a step-up transformer (22/0.4 kV), and is further transformed to feed the electrolyzers. Fig. 3 shows a detailed model of the PV plant presented in Fig. 2



Figure 2: PV power station with connection to the grid



Figure 3: PV power station with an option of setting the number of series and parallel connected panels



Figure 4: Output power of the PV power station

A ramp function detailing the irradiance over 160 seconds, where it's constant and then linearly increases after 50 seconds. With 40 series connected panels over one string for the chosen inverter model (DC150-1000V input, 3-phase AC400/230V output), The power produced reaches a max of 7401.6 W at 150 seconds. This is shown in Fig. 4. The chosen panel model panel is a SHARP - NU-S5 (E3E)-185 W, with a 7.71 A and 24 V at MPP [8].

$$V = 40 \cdot 24 = 960V$$
 (4)

$$P = V \cdot I = 960 \cdot 7.71 = 7401.6W$$
(5)

Fig. 5 presents a model of energy storage in batteries. The DC-DC step-down converter, steps down the voltage produced from the PV plant mentioned above, while stepping up the current. A battery set of 25 series and 5 parallel strings, is then connected. As the state of charge increases with time, and simultaneously the voltage increases to reach 105 V for a fully charged battery set, the current gradually decreases (Fig. 6).



Figure 5: Electric Energy Storage in Batteries



Figure 6: State of Charge (left), Current passing through the battery set (right)

Battery storage efficiencies are around 80-90%, while as stated above, P2G efficiency is around 40%.

7 CONCLUSION

Further work is set to be done on this model. To produce hydrogen, the electric current produced will be connected to electrolyzers and consequently methanation will take place. A more detailed model will include step-down transformers to be able to connect the electrolyzers. As well as methanation, calculation of synthetic natural gas produced and total plant efficiency.

- GÖTZ, Manuel, Jonathan LEFEBVRE, Friedemann MÖRS, Amy MCDANIEL KOCH, Frank GRAF, Siegfried BAJOHR, Rainer REIMERT a Thomas KOLB. Renewable Powerto-Gas: A technological and economic review. Renewable Energy. 2016, 85, 1371-1390. DOI: 10.1016/j.renene.2015.07.066. ISSN 09601481. Available from: https://linkinghub. elsevier.com/retrieve/pii/S0960148115301610
- [2] SCHMIDT, O., A. GAMBHIR, I. STAFFELL, A. HAWKES, NELSON a S. FEW. Future cost and performance of water electrolysis. International Journal of Hydrogen Energy. 2017, 42(52), 30470-30492. DOI: 10.1016/j.ijhydene.2017.10.045. ISSN 03603199. Available from: https: //linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/S0360319917339435
- [3] REITER, Gerda a Johannes LINDORFER. Evaluating CO2 sources for power-to-gas applications â" A case study for Austria. Journal of CO2 Utilization. 2015, 10, 40-49. DOI: 10.1016/j.jcou.2015.03.003. ISSN 22129820. Available from: https://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/S2212982015000244
- [4] STANGELAND, Kristian, Dori KALAI, Hailong LI a Zhixin YU. CO 2 Methanation: The Effect of Catalysts and Reaction Conditions. Energy Procedia. 2017, 105, 2022-2027. DOI: 10.1016/j.egypro.2017.03.577. ISSN 18766102. https://linkinghub.elsevier.com/ retrieve/pii/S187661021730629X

- [5] THEMA, M., F. BAUER a M. STERNER. Power-to-Gas: Electrolysis and methanation status review. Renewable and Sustainable Energy Reviews. 2019, 112, 775-787. DOI: 10.1016/j.rser.2019.06.030. ISSN 13640321. https://linkinghub.elsevier.com/ retrieve/pii/S136403211930423X
- [6] Power-to-gas industry in Germany to experience massive boost in the next five years [online]. Hydrogen Fuel News, 2019 [cit. 2020-03-06]. Dostupné z: http://www.hydrogenfuelnews.com/power-to-gas-industry-in-germany-to-experience-massiveboost-in-the-next-five-years/8539003/
- [7] France: GRTgaz Performs the First injections of Hydrogen into it Networks [online]. FuelCellsWorks, 2020 [cit. 2020-03-06]. https://fuelcellsworks.com/news/ grtgaz-performs-the-first-injections-of-hydrogen-into-its-network/
- [8] Sharp NU-S5(E3E) [online]. pvx change [cit. 2020-03-12]. https://www.pvxchange.com/ en/sharp-nu-s5e3e-2104883
DETECTION OF FAKE ACCESS POINTS

Norbert Lővinger

Bachelor Degree Programme (3rd), FEEC BUT E-mail: xlovin00@vutbr.cz

Supervised by: Zdeněk Martinásek

E-mail: martinasek@feec.vutbr.cz

Abstract: Wireless networks have become a common part of our everyday life. This paper describes the cyber-attacks that employ fake access points. These types of attacks are dangerous for users due open communication medium and automatic connection of end stations. In order to prevent attacks, we can implement Wireless Intrusion Detection System to monitor a wireless network. In this article, we analyze Kismet system in experimental testbed that prevents fake access points attacks.

Keywords: Wi-Fi, Fake Access Points, Rouge AP, WIDS, Kismet

1 ÚVOD DO PROBLEMATIKY

Bezdrôtové siete sa stali bežnou súčasťou každodenného života. Prinášajú veľa pozitív, ale málokto vie, že skrývajú aj negatíva. Jedným z nich sú možné kybernetické útoky na užívateľov, ktoré sú vďaka dostupnosti bezdrôtového prenosového média veľmi efektívnym nástrojom útočníkov. Tento príspevok sa zaoberá kybernetickými útoky, ktoré využívajú metódy falošného prístupového bodu. V rámci výskumu bolo realizované experimentálne pracovisko, v ktorom bol otestovaný detekčný systém Kismet. Pre detekciu ďalších typov kybernetických útokov je vyvíjaná vlastná implementácia v programovacom jazyku Python.

2 KYBERNETICKÉ ÚTOKY - FALOŠNÝ PRÍSTUPOVÝ BOD

Falošný prístupový bod (*angl. Fake Access Point*) je neautorizované zariadenie v bezdrôtovej sieti, ktoré vysiela rovnaké parametre ako legitímny prístupový bod. Takto podvrhnuté zariadenie predstavuje bezpečnostné riziko pre bezdrôtových používateľov v dosahu vysielaného signálu. Vzhľadom na jeho jednoduchosť vytvorenia a vysokú efektívnosť je obľúbeným nástrojom útočníkov, ktorí ho používajú pri rôznych kybernetických útokoch so snahou o prvotný prienik do privátnej lokálnej siete a odcudzenie citlivých informácií. [1]

Medzi najviac využívané kybernetické útoky s využitím falošného prístupového bodu patria:

- *Man-in-the-Middle Attack* vloženie útočníka do komunikácia medzi používateľa a legitímny prístupový bod alebo pripojenie do lokálnej siete. Účelom je získanie citlivých informácií používateľa. [2]
- *Evil Twin Attack* vytvorenie úplne rovnakej kópie legitímneho prístupového bodu za účelom pripojenia používateľov a získania citlivých údajov.
- *KARMA Attack* využitie aktívneho skenovania požiadaviek bezdrôtových zariadení o pripojenie tzv. Probe Request, za účelom podvrhnutia falošnej bezdrôtovej siete. Nutná je aktívna interakcia používateľov.
- *Deauthentication Attack* vytváranie veľkého počtu deautentizačných rámcov, za účelom odoprenia služby používateľa od legitímneho prístupového bodu a následné pripojenie na falošný prístupový bod.

3 BEZDRÔTOVÝ DETEKČNÝ SYSTÉM

Monitorovací systém umiestnený v bezdrôtovej sieti (*angl. WIDS – Wireless Intrusion Detection System*) v reálnom čase analyzuje a vyhodnocuje sieťovú komunikáciu, či sa nejedná o kybernetický útok. Detekcia útokov využíva dve základné metódy - na základe signatúr a na základe anomálií.

Signatúry sú vytvorené vzory nepriaznivej činnosti na sieti, ktoré sú uložené v databáze systému. Výhodou je vysoká efektivita pri známych útokoch. Naopak pri nových útokoch je schopnosť detekcie takmer nulová. Tento problém rieši druhýýý spôsob detekcie pomocou anomálií.

Anomálie sú neznáme udalosti a odchýlky sieťovej komunikácie, ktoré sú zbierané a radené do profilov. Nevýhodou je možný vysoký počet falošných hlásení a nutná doba učenia za účelom vytvorenia modelu. Aktuálne detekčné systémy sú tzv. hybridné systémy, ktoré kombinujú výhody z oboch metód, čím sa zvyšuje úspešnosť detekcie útokov. [3]

4 EXPERIMENTÁLNE PRACOVISKO

Hlavným cieľom tejto práce je vytvoriť bezdrôtový detekčný systém využívajúci cenovo dostupný detektor, ktorý je schopný detekovať kybernetické útoky v bezdrôtovej sieti. Detekčný systém bol vyvíjaný a skúmaný v experimentálnom pracovisku, ktorého bloková schéma a skutočná podoba je zobrazená na **obr. 1**. Pracovisko predstavuje bežný model bezdrôtovej lokálnej siete na ktorom boli testované kybernetické útoky s využitím falošného prístupového bodu a voľne dostupné bezdrôtové detekčné systémy na jeho detekciu. Pracovisko obsahovalo nasledovné zariadenia s nainštalovaným softvérom:

- Legitímny prístupový bod *Mikrotik hAP² router*.
- Cenovo dostupný *detektor Raspberry Pi 4 s* operačným systémom *Raspbian* s nainštalovaným bezdrôtovým detekčným systémom *Kismet 2019-09-01*. [4]
- Zariadenie legitímneho používateľa s operačným systémom Windows 10 Pro.
- Zariadenie útočníka s virtualizovaným *Kali Linux 2019.3* a externou bezdrôtovou kartou TP-Link, ktorá simulovala falošný prístupový bod pomocou nástrojov z balíka **aircrack-ng**.



Obrázek 1: Schéma zapojenia detektoru a experimentálne pracovisko

Po zapojení pracoviska, inštalácií operačných systémov a nástrojov bol spustený detekčný systém Kismet, ktorý monitoroval sieťovú aktivitu cez monitorovací mód integrovanej bezdrôtovej karty Raspberry. Spustením a nastavením vysielania legitímneho prístupového bodu Mikrotik, boli získané jeho základné signatúry (SSID,BSSID), ktoré boli vložené do konfiguračného súboru detekčného systému Kismet s využitím funkcie **apspoof**.

Po uložení a reštarte detekčného systému bol spustený falošný prístupový bod, ktorý si pomocou analýzy beacon rámcov zistil vysielané signatúry legitímneho bodu, ktoré s využitím nástroju **airbase-ng** podvrhol. Bezdrôtový detekčný systém zareagoval na vysielanie v reálnom čase a zobrazil varovnú notifikáciu používateľovi na **obr. 2**, v ktorej informoval o podvrhnutom bode so zhodnými signatúrami zapísanými v konfiguračnom súbore. [5]



Obrázek 2: Schéma podvrhnutia prístupového bodu a upozornenie

5 ZHRNUTIE

Príspevok detailne popisuje podceňovanú problematiku falošných bezdrôtových prístupových bodov, ktoré sú čoraz častejšie využívané útočníkmi na miestach s vysokou hustotou bezdrôtových používateľov. Vzhľadom na ich jednoduchosť implementácie a vysokú úspešnosť sú bežným nástrojom na vykonanie ďalších kybernetických útokov. Účinná ochrana spočíva vo využívaní detekčných systémov založených na metódach porovnávania signatúr a anomálií okolitých bezdrôtových sietí. Medzi takéto systémy patrí aj voľne dostupný detekčný systém - **Kismet**, ktorý umožňuje jednoduché monitorovanie blízkych bezdrôtových sietí s upozornením na ich podozrivú aktivitu. V experimentálnom pracovisku bol detekčný systém otestovaný na detekciu falošného prístupového bodu vytvoreného s rovnakými signatúrami ako legitímny prístupový bod. Jeho výsledkom bola pozitívna zhoda zachytených signatúr v reálnom čase a následné upozornenie používateľa. Pre detekciu ďalších typov kybernetických útokov sa ďalšia časť práce bude zaoberať tvorbou vlastného návrhu a implementácie riešenia bezdrôtového detektoru v programovacom jazyku Python.

POĎAKOVANIE

Výskum bol podporený projektom MVČR VI20192022149 s názvom *Systém distribuovaného dohledu nad síťovým provozem L2/L3* podľa vyhlášky č. 317/2014 Sb. a zákona 181/2014 Sb..

REFERENCE

- [1] DVORSKÝ, Radovan. Detekce útoků na wifi sítě pomocí získávaní znalostí [online]. Brno,
 2014 [cit. 19. 2. 2020]. Dostupné z URL: <u>https://www.vutbr.cz/www_base/zav_prace_soubor_verejne.php?file_id=119310</u>
- [2] PLCH, Matej. *Practical man-in-the-middle attacks in computer networks* [online]. Brno, 2015 [cit. 19. 2. 2020]. Dostupné z URL: <u>https://is.muni.cz/th/s8uf2/thesis.pdf</u>
- [3] POLJAK, Peter. *IDS pro WiFi sítě* [online]. Brno, 2013 [cit. 19. 2. 2020]. Dostupné z URL: https://is.muni.cz/th/qhqx2/praca.pdf
- [4] Kismet [online]. 2019 [cit. 19. 2. 2020]. Dostupné z URL: https://www.kismetwireless.net/
- [5] THEJDEEP. G, SHIVA SAGAR. B, SIDDARTHA. L. K a B. R. CHANDAVARKAR. Detecting Rogue Access Points using Kismet. 2015 International Conference on Communications and Signal Processing (ICCSP) [online]. IEEE, 2015, 0172-0175 [cit. 19. 2. 2020]. DOI: 10.1109/ICCSP.2015.7322813. ISBN 978-1-4799-8081-9. Dostupné z URL: http://ieeexplore.ieee.org/document/7322813/

LOSSES AND HEAT IN HIGH-SPEED MACHINES

Martin Světlík

Bachelor Power Electrical and Electronic Engineering (3),FEEC BUT E-mail: xsvetl06@stud.feec.vutbr.cz

> Supervised by: Marek Toman E-mail: Marek.Toman@vutbr.cz

Abstract: This paper deals with thermal calculations of high-speed machines. The first part of the paper is focused to determination of mechanical losses that are dominant in high-speed machines. Based on the presented procedures, a calculation of machanical losses of the specific high-speed machine was performed. The second part of the paper deals with a description of a thermal network for modeling of temperatutes in the motor.

Keywords: High-speed machine, thermal network, mechanical frictions

1 ÚVOD

Vysokootáčkové stroje patří k nově se rozvíjejícímu odvětví elektrických točivých strojů. Tyto stroje vynikají specifickou konstrukcí, jako např. rotory vyrobenými z jednoho kusu kovu. Rozvoj tohoto odvětví umožnil zejména rozmach výkonové elektroniky. V důsledku markantního zvýšení otáček dochází u tohoto typu strojů ke zvýšení mechanických ztrát a výkonové hustoty. To vede ke zvyšování oteplení stroje, proto je zapotřebí věnovat větší pozornost právě tepelným výpočtům.

2 ZTRÁTY VE VYSOKOOTÁČKOVÝCH STROJÍCH

V točivých strojích lze ztráty obecně rozdělit na ztráty Jouleovy, elektromagnetické a mechanické. Jouleovy ztráty jsou způsobeny průchodem proudu. Elektromagnetické ztráty jsou způsobeny zejména vířivými proudy a s nimi souvisejícími vyššími harmonickými. Mechanické ztráty jsou způsobeny zejména třením rotoru o okolní tekutinu. Toto tření má poté vliv na proudění této tekutiny přes vzduchovou mezeru, což v konečném důsledku ovlivňuje množství odvedeného tepla nejen ze vzduchové mezery, ale i z kruhů rotoru a čel statoru. Na odvod tepla z povrchu statoru a rotoru má, mimo jiné, vliv i drsnost povrchu materiálu a případné drážkování. V případě hrubých nebo drážkovaných povrchů materiálů sice roste plocha, přes kterou se teplo odvádí do vzduchové mezery a následně do dalších částí stroje, odkud je dále odváděno. Na druhou stranu, čím hrubší je povrch, tím větší klade okolní tekutina odpor rotoru, což vede ke zvýšení mechanických ztrát a většímu oteplení stroje. Proto je, při konstrukci těchto strojů, velice důležité věnovat zvýšenou pozornost tepelným výpočtům s ohledem na otáčky, typ chladicí tekutiny a povrchovou úpravu jednotlivých částí stroje (zejména rotoru). [1]

3 VÝPOČET MECHANICKÝCH ZTRÁT

Mechanické ztráty lze dále, pro usnadnění jejich výpočtu, rozdělit na ztráty ve vzduchové mezeře a na kruzích rotoru.

3.1 ZTRÁTY VE VZDUCHOVÉ MEZEŘE

Tento typ ztrát je způsoben třením rotoru o okolní tekutinu. V případě, že se na rotoru vyskytuje radiální, případně axiální drážkování, uvažujeme zvýšení ztrát 2 -4 krát oproti hladkému rotoru. Tento

typ ztrát lze vypočíst prostřednictvím následujícího vztahu

$$P_{mech,vm} = k_1 C_{T,\delta} \pi \rho \omega^3 r_{rot}^4 l_{rot}, \qquad (1)$$

kde k_1 je koeficient drsnosti povrchu, který nabývá hodnot 1 - 4, r_{rot} je poloměr rotoru a l_{rot} je délka aktivní části rotoru. [2]

3.2 ZTRÁTY NA KRUZÍCH ROTORU

Tyto ztráty jsou způsobeny třením kruhů o okolní tekutinu. Kruhy poté fungují jako centrifuga, která tlačí tekutinu ke vnější části vzduchové mezery. Tyto ztráty jsou definovány následujícím vztahem

$$P_{mech,kruh} = \frac{1}{2} C_{T,kruh} \rho \omega^3 (r_2^5 - r_1^5),$$
(2)

kde C_T je koeficient třecích mechanických ztrát, ρ je hustota tekutiny, která obklopuje rotor, ω je úhlová rychlost rotoru, r_1 je vnitřní poloměr vzduchové mezery, r_2 je vnější poloměr vzduchové mezery. [3] Prostřednictvím zmíněných vzorců byly vypočteny ztráty ve vzduchové mezeře a na kruzích rotoru. Vstupní veličiny a výpočtové koeficienty jsou společně s výslednými ztrátami uvedeny v tabulce 1.

Vstupní veličiny									
otáčky [ot/min]	<i>r</i> ₁ [mm]	δ [mm]	l [mm]	µ [Pa⋅s]	ρ [kg/m ³]	k_1 [-]			
200000	15	2	40	$1,983 \cdot 10^{-5}$	1,165	2			
V	ýpočtové koe	Výstup	oní veličiny						
$C_{T_{kruh}}$ [-]	<i>Re_r</i> [-]	$C_{T_{\delta}}[-]$	<i>Re</i> _δ [-]	$P_{mech,kruh}$ [W]	P _{mech,vm}	[W]			
0,0079	$2,376 \cdot 10^5$	0,0022	$3,1685 \cdot 10^4$	16,906	253,79	93			

Tabulka 1:Tabulka vypočtených ztrát.

Z tabulky 1 je patrné, že celkové mechanické ztráty dosahují hodnoty 287,605 W. Snížení mechanických ztrát se dá dosáhnout například změnou velikosti vzduchové mezery nebo změnou poloměru rotoru. Zmíněné parametry přímo ovlivňují ovlivňují výpočtové koeficienty jako Reynoldsovo číslo, případně koeficient třecích mechanických ztrát. Podle [3] je Reynoldosove číslo ve vzduchové mezeře definováno jako

$$\operatorname{Re}_{\delta} = \frac{\rho u_1 \delta}{\mu},\tag{3}$$

kde ρ je hustota tekutiny, u_1 je obvodová rychlost rotoru, δ je šířka vzduchové mezery a μ je dynamická viskozita tekutiny. Reynoldsovo číslo při kruzích rotoru je podle [3] dáno vztahem

$$\operatorname{Re}_{\mathrm{r}} = \frac{\rho u_1 r_{\mathrm{rot}}}{\mu},\tag{4}$$

kde r_{rot} je poloměr rotoru. Koeficienty třecích ztrát jsou definovány pro různé meze Reynoldsova čísla. V tomto konkrétním stroji je využíván koeficient třecích mechanických ztrát pro vzduchovou mezeru, který je podle [4] definován rovnicí

$$C_{\mathrm{T},\delta} = 0.0325 \frac{\left(\frac{\delta}{r_{rot}}\right)^{0.3}}{\mathrm{Re}_{\delta}^{0.2}}.$$
(5)

Koeficient třecích mechanických ztrát pro kruhy rotoru lze podle [4] spočítat jako

$$C_{\rm T,kruh} = \frac{3,87}{\rm Re_r^{0,5}}.$$
 (6)

4 METODA TEPELNÉ SÍTĚ

Jak již bylo zmíněno v kapitole 2, je nutné věnovat zvýšenou pozornost tepelným výpočtům. Pro tento typ výpočtů je používána metoda ekvivalentních tepelných odporů, nebo-li metoda tepelné sítě. Tento způsob výpočtu spočívá ve vytvoření tepelné sítě, která svým uspořádáním vystihuje skutečné chování reálné tepelné soustavy. Každá síť je tvořena třemi základními prvky (uzel, větev, nor). [5]



Obrázek 1: Tepelná síť daného asynchronního stroje.

Význam jednotlivých uzlů sítě:

1 – Čelo vinutí statoru (V)	10 – Vnitřní vzduch (R- δ)	19 – Hřídel (H-Lož.)
2 – Vinutí v drážkách statoru	11 – Kruh rotoru (V)	20 – Hřídel (Vzduch)
3 – Čelo vinutí statoru (H)	12 – Jho rotoru	21 – Kostra (V)
4 – Zuby statoru	13 – Zuby rotoru	22 – Kostra
5 – Jho statoru	14 – Kruh rotoru (H)	23 – Kostra (H)
6 – Vnitřní vzduch (S- δ)	15 – Hřídel (V-Lož.)	24 – Ložiskový štít (V)
7 – Vnitřní vzduch (V)	16 – Hřídel (V)	25 – Ložiskový štít (H)
8 – Vnitřní vzduch	17 – Hřídel (Střed)	26 – Ložisko (V)
9 – Vnitřní vzduch (H)	18 – Hřídel (H)	27 – Ložisko (H)

4.1 VÝPOČET TEPELNÉ SÍTĚ

Již zmíněná metoda tepelné sítě vychází z analogie mezi elektrickými a tepelnými obvody. Ekvivalentní veličinou k elektrickému napětí *U* je rozdíl teplot $\Delta \vartheta$, k elektrickému proudu *I* Tepelný tok *P* a k elektrickému *R* odporu tepelný odpor R_{ϑ} . Řešení obvykle probíhá v ustáleném stavu, ale v případě potřeby je možné doplnit schéma o kapacity a tím model přizpůsobit pro přechodový stav. [5] Díky podobnosti elektrických a tepelných veličin můžeme využít princip Ohmova zákona v podobě

$$P = \frac{\Delta \vartheta}{R_{\vartheta}},\tag{7}$$

kde tepelný odpor R_{ϑ} je odlišný pro přenos tepla kondukcí a konvekcí, kdy pro kondukci nabývá tvaru

$$R_{\vartheta,\nu} = \frac{L}{6\lambda S},\tag{8}$$

kde L je délka ve směru přenosu tepla, λ je tepelná vodivost materiálu a S je průřez oteplovaného profilu. Pro konvekci je tepelný odpor vyjádřen prostřednictvím vztahu

$$R_{\vartheta,p} = \frac{1}{\alpha S},\tag{9}$$

kde α je koeficient přestupu tepla. Obdobně, jako v oblasti elektrických veličin, můžeme nahradit tepelné odpory tepelnými vodivostmi, což podle [5] provedeme prostým převrácením jejich hodnot takto

$$g_{\vartheta} = \frac{1}{R_{\vartheta}}.$$
 (10)

Tato operace je nezbytná možnost využití metody tepelných odporů. Následný výpočet tepelné sítě spočívá v řešení soustavy n lineárních rovnic, kde n je počet uzlů tepelné sítě [5]. Soustavu rovnic je možné zapsat ve tvaru

$$\begin{pmatrix} G_1 & -g_{12} & \dots & -g_{1n} \\ -g_{21} & G_2 & \dots & -g_{2n} \\ \dots & \dots & \ddots & \dots \\ -g_{n1} & -g_{n2} & \dots & G_n \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} \vartheta_1 \\ \vartheta_2 \\ \vdots \\ \vartheta_n \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} P_{01} + g_{u1} \vartheta_{u1} \\ P_{02} + g_{u2} \vartheta_{u2} \\ \vdots \\ P_{0n} + g_{un} \vartheta_{un} \end{pmatrix}.$$
 (11)

Hlavní diagonála matice tepelných vodivostí je tvořena členy G_i . Hodnota členů G_i je dána součtem vodivostí, které vstupují do *i*-tého uzlu. [5] Nyní lze z dané soustavy určit výsledné střední teploty v jednotlivých uzlech, po vyjádření teplotní matice získáme vztah

$$\vartheta = \mathbf{G}^{-1} \times \mathbf{P}. \tag{12}$$

5 ZÁVĚR

V uvedeném článku byl proveden výpočet mechanických ztrát, které pro vzduchovou mezeru vyšly 253,8 W a pro oba kruhy rotoru 16.9 W. Dále zde byla popsána tepelná síť, která dále slouží pro výpočet teplot v jednotlivých částech stroje.

PODĚKOVÁNÍ

Tento příspěvek vznikl v rámci projektu: Speciální elektromotory malého výkonu pro turbokompresory (TK02020168), který je řešen s finanční podporou TAČR.

REFERENCE

- [1] BÁRTA, Jan. Návrh elektrického stroje 6kW, 120 000 ot/min. Dizertační práce. Vysoké učení technické v Brně, 2017.
- [2] NERG, Janne. Thermal Modeling of a High-Speed Solid-Rotor Induction Motor. Lappeenranta University of Technology, 2006.
- [3] SAARI, Juha. *Thermal analysis of high-speed induction machines*. Acta Polytechnica Scandinavice, 1998.
- [4] PYRHÖNEN, Juha, Tapani JOKINEN a Valéria HRABOVCOVÁ. Design of Rotating Electrical Machines. 2nd Edition. New Delhi, India: Library of Congress Cataloging-in-Publication Data, 2013. ISBN ISBN: 978-1-118-58157-5.
- [5] TOMAN, Marek. Vázané modelování asynchronního motoru metodou fyzikálního modelování.Diplomová práce. Vysoké učení technické v Brně, 2015.

COMPARISON OF TWO METHODS OF EVALUATION OF PHOTOVOLTAIC POTENTIAL FOR SELECTED AREA

Martin Plaček

Bachelor Programme (3), FEEC BUT E-mail: xplace00@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Martin Paar

E-mail: paar@feec.vutbr.cz

Abstract: The goal of this article is show two possible ways to calculate photovoltaic potential of a large area with a large amount of buildings. A medium-sized village under 3000 inhabitants was chosen to showcase where the two possible methods of evaluation were used. Photovoltaic potential was calculated for the roofs of buildings in selected area.

Keywords: Municipality, photovoltaic potential, solar panels

1 ÚVOD

Tento článek se zabývá dvěma různými metodami výpočtu fotovoltaického potenciálu pro daná území. Práce vznikla jako validace metody vytvořené Martinem Štefkem v jeho bakalářské práci [1] a dále je metoda porovnávána s webovými kalkulačkami na jiných vesnicích. Tato práce řeší fotovoltaický potenciál obce Moravany u Brna. V tomto článku je vyobrazen mnou vyhodnocený fotovoltaický potenciál obce Střelice, jenž vzniknul jako část mé navazující bakalářské práce Porovnání potencionální produkce el. energie fotovoltaických zdrojů u obcí do 3 000 obyvatel.

2 VÝPOČET FV POTENCIÁLU DLE ČSN EN 15316-4-3

Metodika výpočtu byla převzata z bakalářské práce [1], jenž vychází z normy ČSN EN 15316-4-3. Původní norma není vhodná na použití při výpočtu výkonu střešních ploch. Nebere v potaz natočení, typ střech, či jejich plochu. Nebyla proto vhodná pro výpočet jednotlivých domů či velkých ploch. Autor práce danou normu upravil, aby se s její pomocí dal jednoduše spočítat potencionál jak jednotlivých domů, tak celých obcí. Nový vzorec tak bere v potaz typ střechy, plochu panelu, natočení a charakteristiky uvažovaného solárního panelu. Jako hlavní nástroj k vyhodnocení dané obce byl použit iKatastr.cz, kde jsou uvedeny zastavěné plochy daných nemovitostí, a mapa foto-voltaického potenciálu ze serveru solargis.com (<u>https://solargis.com/maps-and-gis-data/download/czech-republic</u>). Pro jednotlivé objekty se pro zjištění celoročního potenciálu využívá tohoto vzorce:

$$E_{FV/r} = \frac{S_0 \cdot T_{st} \cdot K_V}{S_m} \cdot P_{pk} \cdot P_{po} \cdot K_{tep} \cdot K_{or}$$
(1)

$E_{FV/r}$]	(kWh)	
So	Plocha půdorysu domu	(m ²)
T_{st}	Typizace střechy	(-)
K_V	Koeficient využití střechy	(-)
S_p	Plocha zabraná jedním panelem	(m^2)
P_{pk}	Instalovaný výkon	(kWp)
P <u>po</u> r	Roční potenciální produkce energie z FV	(kWh/kWp·rok)

Kde

K _{tep}	Koeficient oteplení panelu	(-)
Kor	Koeficient orientace panelu	(-)

Pomocí dat z iKatastru byla vyhodnocena daná obec po jednotlivých domech. Střechy daných budov musí být rozděleny na plochy podle typu střechy. Například půldomek stojící na parcele číslo 322 se sedlovou střechou je třeba si rozdělit na dvě části, Severní, a Jižní. Každá část bude mít v konečném výsledku jiný potenciál, obecně mají nejvyšší potenciál střechy při natočení na jih. V případě sedlových střech je tedy nejžádanější orientace střech tak, aby jedna strana byla natočená na sever, a jedna na jih, přesně jako v půldomku na parcele 322. Pokud má budova střechu o více směrech, (například střecha valbová), je třeba si ji rozdělit vždy na dílčí části, a poté každou tuto část střechy s různým natočením spočítat zvlášť.



Obrázek 1: Příklad rozdělení střechy na dílčí části

V některých případech bylo na iKatastr.cz zaznamenáno jako daná stavba i např. dvorky, či jiné další objekty nevhodné pro osazení fotovoltaickými prvky. což je v původní zástavbě dané obce obvyklé. Proto byla využita i funkce měření plochy ze satelitních snímků serveru Mapy. Pomocí webového rozhraní solargis.com byla poté zjištěna konstanta ročního potenciálu produkce z FV. Pro zvolenou obci zde bylo zjištěno, že pro dané území se tato hodnota pohybuje v rozmezí od 1132 a 1165 kWh/kWp·rok. Byla zvolena střední hodnota 1150 kWh/kWp·rok.

3 HODNOCENÁ OBEC

Vybraná obce, Střelice (GPS 49.1514945149,16.4970977327), leží v Jihomoravském kraji, a obsahuje 735 domů a 136 rekreačních chat. Vyhodnocena byla většina střech v dané obci. Střechy průmyslových budov nebyly brány v potaz.

4 NÁSTROJ PRO VYHODNOCENÍ – DRUHÁ METODA

Pro ověření bude použita solární kalkulačka PHOTOVOLTAIC GEOGRAPHICAL INFORMA-TION SYSTEM (dále jen PVGIS) [2], která dovoluje vyčíslit potencionální získanou energii, a to na základě zadaného výkonu v kWp, natočení vzhledem k jihu a náklonu solárního panelu. Do kalkulačky lze také zadat ztrátovost daného systému, a vypočítat finanční návratnost, ale tyto možnosti nebyly v rámci vyhodnocení využity. Do kalkulačky budou poté zadány získané instalované výkony zjištěné pomocí součtu střešních ploch v obci. Pro každou světovou stranu musí být nastaveno natočení (Azimuth): 0° pro jih, -90° pro východ, 90° pro západ a 180° pro Sever. Kalkulačka pracuje s proměnlivou hodnotou fotovoltaického potenciálu, zatímco předchozí metodika využívá průměrné hodnoty. Výsledky by ale měly být srovnatelné.

5 VYBRANÝ SOLÁRNÍ PANEL

K vyhodnocení byl vybrán solární panel Sunpower Maxeon 3 o výkonu 400 Wp. Jedná se o součást vyhodnocení a také budoucí porovnání se současnou spotřebou obce. Panel má rozměry 1046x1690 mm, výsledná plocha je tedy roven 1,7677 m².

6 VYHODNOCENÍ

Konečný výsledek po sečtení všech dílčích částí viz. obrázek 2 je 15046,41 MWh. Graf (obrázek 2) zobrazuje hodnoty vypočtené pomocí programu PVGIS v porovnání s hodnotami vypočtenými pomocí Štefkovy metody.



Obrázek 2: Porovnání výsledků obou metod

V následující tabulce se nachází přehled všech vypočtených hodnot. Také jsou zde vyobrazeny odchylky hodnot vypočtených s pomocí PVGIS od hodnot vypočtených pomocí Štefkovy metody:

	ČSN	PVGIS	
	Pote	Odchylka	
	(GWh)	(GWh)	(%)
Sever	3,66	2,10	0,43
Jih	4,96	3,94	0,21
Východ	2,83	1,88	0,34
Západ	2,74	1,80	0,34
Plochá	1,13	0,72	0,36
	15,32	10,44	0,32

Tabulka 1:Porovnání hodnot vypočtených pomocí obou metod.



Obrázek 3: Porovnání výsledků pro obci Moravany [1] (vlevo) a Střelice (vpravo)

7 ZÁVĚR

Z vypočtených hodnot a grafů lze vidět, že se od sebe výsledky značně liší (Obrázek 2). Hodnoty, jež byly zjištěny pomocí solární kalkulačky PVGIS jsou mnohem nižší než podle normy. Největší rozdíl se vyskytnul v natočení solárního panelu na sever, jinak jsou rozdíly vcelku stejné. Výsledné odchylky tedy jsou: 42,5 % pro sever, 20,66 % pro jih, 33,65 % pro východ, 34,34 % pro západ a 36,16 % pro ploché střechy. Sever je ale z hlediska potencionálů nejhorší možný směr, na který by mohly být panely nainstalovány. Z obrázku 2 by to ale mohlo vypadat, že je sever lepší než východ a západ. Tato hodnota vyplývá z natočení obce, většina domů v obci Střelice mají totiž sedlové střechy a jsou natočeny na sever a jih, a počet domů natočených na východ a západ je výrazně nižší. Obě metody vyžadují různá vstupní data. Metoda pomocí normy ČSN je vhodná pro řešení návrhů, kdy známe zastavěnou plochu objektu, a jako výsledek dostaneme pouze součet veškeré energie vyprodukované za rok. Metodu podle PVGIS lze zvolit, pokud známe již výsledný výkon solárních prvků v kWp, a jako výsledek dostaneme jak energii vypočtenou jak za celý rok, tak i za jednotlivé měsíce. PVGIS také zobrazí ztráty kvůli nevhodnému natočení, teplotě a nízkému množství slunečního záření. První metoda je pracnější kvůli nutnosti počítat jednotlivé plochy zvlášť, zatímco do druhé metody je zadán pouze zjištěný instalovaný výkon a PVGIS vše spočítá za uživatele. První metoda je také časově náročná. K porovnání, v práci Potencionální produkce elektrické energie ze střešních fotovoltaických elektráren v obci do 3000 obyvatel vychází potencionální produkce obce Moravany u Brna na 16 GWh, zatímco pro obec Střelice byla vypočtena hodnota GWh.

8 REFERENCE

[1] ŠTEFEK, Martin. Potencionální produkce elektrické energie ze střešních fotovoltaických elektráren v obci do 3000 obyvatel. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektro-techniky a komunikačních technologií, 2019. 74 s. Vedoucí bakalářské práce Ing. Martin Paar, Ph.D. Dostupné z: https://www.wathr.org/www.base/zew.prace.couber_varging.php?file_id=104045

https://www.vutbr.cz/www_base/zav_prace_soubor_verejne.php?file_id=194045

- [2] *Solární kalkulačka PVGIS* [online]. [cit. 2020-03-14]. Dostupné z: https://re.jrc.ec.europa.eu/pvg_tools/en/tools.html#PVP
- [3] *Webový prohlížeč katastrálních map iKatastr.cz* [online]. [cit. 2020-03-14]. Dostupné z: https://www.ikatastr.cz/

ROVER WITH DETEKTOR OF STEEL

Petr Loskot

Bachelor Programme (1), FEEC BUT E-mail: xlosko03@vutbr.cz

Supervised by: Jiří Janoušek

E-mail: xjanou09@vutbr.cz

Abstract: This paper deals with the design of tracked vehicle with metal detector. The paper includes information about the mechanical design of the vehicle. As an integral part of this work is a design of metal detector, which is used here. The paper contains electrical diagram of the metal detector and its connection to the main control unit. It also contains the block scheme, which shows the connection between each of the components.

Keywords: Arduino, detector of steel

1. ÚVOD

Když se stane nehoda v muničním skladu, v jejímž důsledku vybuchne, tak neexploduje všechna munice, která v něm byla uložena. Spousta nábojů silou výbuchu je pouze vymrštěna do okolí a v ten moment se z nich stávají smrtící nástrahy. Pomocí tohoto dálkově řízeného vozidla by se dala čistit oblast v okolí výbuchu, aniž by byl člověk nějak ohrožen na životě (samozřejmě za předpokladu, že vozidlo bude několikanásobně větší).

2. ZAPOJENÍ

2.1 KONSTRUKCE

Obrázek číslo 1 zobrazuje blokové schéma zapojení dálkového ovládání vozítka. Obrázek číslo 2 zobrazuje blokové schéma zapojení vozítka.

Na vytvoření podvozku byla použita kovová konstrukce. Podvozek se skládá z platformy, která je lemovaná okraji tak, aby nám vytvořila prostor, kam se následně uloží řídící jednotka, a další prvky. Pod zadní částí platformy jsou uchycené dva stejnosměrné motory pro pohyb.

Pro uchycení dalších komponentů (Arduina, H-můstku L298N, plošného spoje detektoru, relé, baterie a hledací cívky) jsme museli vytvořit speciální desky a držáky, do kterých se následné uchytí. Mechanická konstrukce je patrná z obrázku číslo 3.



Obrázek 1: Blokové schéma vysílače



Obrázek 2: Blokové schéma vozítka



Obrázek 3: ROVER s detektorem kovů

2.2 ΡΟΗΥΒΟΥΎ DETEKTOR KOVŮ

Na tomto projektu byl použit pohybový detektor kovů, který umí automatickou kalibraci. Vždy po jeho zapnutí se zkalibruje na okolní prostředí, tato kalibrace je závislá na základě nastavení jeho citlivosti (řádově desítky sekund). Nalezení kovového předmětu nám je indikováno výstražným zvukem a rozsvícením LED D3, tato indikace trvá, dokud se detektor nezkalibruje i na daný kovový předmět (do pár sekund). Zapojení detektoru je na obrázku číslo 4.



Obrázek 4: Schéma zapojení detektoru kovů

Použitý detektor kovů funguje na principu vířivých proudů. Tranzistor T1 s diodou D1 a rezistorem R1 slouží pro stabilizaci napájecího napětí pro celý obvod. Tranzistor T2 společně s kondenzátory C2, C3, C4 a hledací cívkou L1 funguje jako oscilátor. Cívka kolem sebe vytváří elektromagnetické pole, vždy když je v blízkosti pole nějaký elektricky vodivý kov, tak vznikají vířivé proudy, které odebírají cívce energii. Tato změna se projeví poklesem napětí na vstupu operačního zesilovače a posléze vzroste napětí na jeho výstupu. K tomuto vstupu je paralelně připojen kondenzátor C8, který nám po chvíli zase vyrovná napětí na původní hodnotu. Operační zesilovač je zde použit jako komparátor (porovnává hodnoty napětí na vstupu) [1].

Kvůli nesourodosti napěťových hladin detektoru kovů a Arduina byl vytvořen odporový dělič vytvořený z rezistoru R14 a Zenerovy diody D4 se Zenerovým napětím 5,1 V. Pomocí výstupního napětí z tohoto děliče je Arduino schopné zaregistrovat nalezení předmětu a zastavit ROVER, aby na daný předmět nenajel. Arduino detekuje změnu napětí na Zenerově diodě, kterou následně vyhodnocuje [2].



Obrázek 5: Napěťový dělič

2.3 VYLEPŠENÍ PRO VYUŽITÍ V TERÉNU

Do budoucna plánuji vylepšit dálkové ovládání, vytvořením pouzdra, kde budou uloženy všechny komponenty. A vylepšil bych program, aby se s vozítkem lépe a snadněji manipulovalo. Jako užitečné se jeví vybavení vozítka kamerou, pro jeho ovládání a řízení i na větší vzdálenosti. Po detekci kovového předmětu, by vozítko automaticky pořídilo fotku místa a poslalo ji zpět

operátorovy společně s GPS souřadnicemi daného místa. K tomu je zapotřebí vybavit vozítko komunikací, která je určená na velké vzdálenosti.

3. ZÁVĚR

ROVER bych vylepšil o novou konstrukci navrženou na míru potřebám. Upravil bych rozložení jednotlivých prvků, kvůli snazšímu přístupu. Také tento přijímač bych vybavil všesměrovou anténou. Navrhnul bych systém, který by při režimu přesunu vždy nadzvednul hledací cívku, aby nevadila při přesunu. Dále by se dal vybavit GPS modulem pro automatický pohyb, aby se mu zadali souřadnice trasy nebo plocha, kterou má projet.

REFERENCES

- [1] Detektor kovů [online] [cit. 19. 2. 2020], https://cs.wikipedia.org/wiki/Detektor_kov%C5%AF
- [2] Adruino GamePad Shield [online] [cit. 19. 2. 2020], <u>https://navody.arduino-shop.cz/navody-k-produktum/arduino-gamepad-shield.html</u>
- [3] Změna směru otáčení DC motorů [online] [cit. 19. 2. 2020], <u>https://navody.arduino-shop.cz/technikuv-blog/zmena-smeru-otaceni-dc-motoru.html</u>
- [4] Sixta, M., Detekce a klasifikace kovových předmětů, diplomová práce UPCE 2013 [online]
 [cit. 19. 2. 2020], https://dk.upce.cz/bitstream/handle/10195/52108/SixtaM_DetekceKlasifikace_PR_2013.pdf?
 sequence=3&isAllowed=y
- [5] Bezděk, M., Elektronika I., Kopp, 2015, České Budějovice

AUTONOMOUS AIR QUALITY MEASUREMENT BY DRONE

Jana Lázničková

Bachelor Degree Programme (1), FEKT VUT

E-mail: xlazni09@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Jiří Janoušek

E-mail: xjanou09@stud.feec.vutbr.cz

Abstract: In our project, we are interested air quality in region of Brno. We measure air quality with gas sensors attached on the drone. We record the results on a heat map. On this project, I work together with my friend Dominik Fuxa. He is in charge of communications and I am concerned with data acquisition and processing.

Keywords: Air quality, sensors, drone, heat map

1 ÚVOD

S neustále narůstajícím počtem populace, roste i množství odebírané tepelné energie a využívání transportních prostředků. Dochází tak k stále většímu znečištění ovzduší. Nejvíce naše ovzduší znečišťují tyto látky:

- Kysličník uhelnatý (CO) Bezbarvý plyn bez zápachu
- Oxid dusičitý (NO₂) Vysoce reaktivní plyn
- Ozón O_3 Bledě modrý plyn
- Oxid siřičitý Bezbarvý, dráždivý zápachový plyn
- Částice (PM_{2.5} a PM₁₀) Inhalované částice
- Vést (Pb) kovové částice

Za účelem toto znečištění pozorovat jsme vytvořili tento projekt. Do budoucna by mohl být prospěšný hasičům, aby mohli detekovat, jak velké nebezpečí způsobeno oxidem uhelnatým jim hrozí, a také jakým směrem se šíří nebezpečné chemické látky. Na dron se dají použít i jiné senzory např. senzory na měření elektromagnetického pole a také i radiace a mnoho dalších.

2 PLYNOVÉ SENZORY

K měření látek v ovzduší jsme použili senzory MQ2 a MQ9. Tyto senzory jsme umístili na dron. Umístění senzorů na dron umožní operativní a rychlé měření na různých místech, to zajistí v případě nenadálých událostí dostatečnou autonomní kontrolu zvoleného prostoru a umožní záchranářům, kteří by tato měření museli provádět ručně, věnovat se dalším krizovým prvkům. Abychom zabránili zkreslení dat od vířivých proudů, které dron způsobuje, je senzor k dronu připevněn na metrové tyči.

2.1 SENZOR MQ-2

Senzor MQ-2 umožňuje detekovat přítomnost hořlavých plynů:

- Isobutan (C_4H_{10}) methylpropan, R-600a
- Propan (C_3H_8)
- Methan (CH₄) methan, karban, bahenní plyn
- Vodík na Zemi nejčastěji H₂, v meziplanetárním prostoru H
- LPG (zkapalněný ropný plyn, propan-butan)

2.2 SENZOR MQ-9

Senzor MQ9 je nejvíce citlivý na oxid uhelnatý (CO) a hořlavé plyny Metan a Propan. Aktivním prvkem tohoto senzoru je tenká vrstva SnO₂, jejíž odpor se mění s koncentrací zmíněných plynů. Napájecí napětí senzoru MQ-9 je 5V. Proudový odběr je maximálně 70 mA při počátečním zahřívání senzoru.



Obrázek 1: Schéma zapojení senzorů k mikrokontroléru [1]

3 ZPRACOVÁVÁNÍ DAT

Naměřené hodnoty ze senzorů zpracováváme pomocí Seeeduina, které komunikuje s gateway na komunikačním protokolu LoRaWan. Tento přenos pracuje na nízkofrekvenčních vlnách (za účelem dlouhého dosahu přenosu informace). Komunikace probíhá v nelicencovaném pásmu. Pro Evropu je toto pásmo 868 MHz. Data je možné odesílat jednou za 5 minut. Odesíláme je ve formátu hexa a z tohoto důvodu jsme použili v programu přepočet na decimální soustavu.



Obrázek 2: Výpočet CO.

Nejprve jsme museli zkalibrovat senzory. To jsme provedli tím, že jsme z analogového vstupu načetli hodnotu vstupního napětí a vypočetli aktuální odpor. V cyklu for jsme provedli 1000 měření. Tyto měření jsme zprůměrovali (vydělili jsme tisícem). Tento průměr jsme poté využili pro výpočet hodnoty vstupního napětí a následně odporu vzduchu. Abychom získali potřebnou konstantu *R museli jsme vydělit naměřený odpor hodnotou 9,9, která odpovídá křivce vzduchu pro senzor MQ -9 (viz obr. 3).



Obrázek 3: Kalibrace senzoru MQ-9.

Seeeduino obsahuje GPS modul, který je vhodný pro přesnou polohu měření, nadmořskou výšku nebo rychlost pohybu. Funkci plynových senzorů a jejich citlivost na nebezpečné látky jsme testovali pomocí výparů plynu. Detekci jsme signalizovali pomocí diody umístěné na nepájivém poli. Toto řešení je možné přímo využít na testování senzorů na dronu.



Obrázek 4: Testovací zapojení senzorů

Vytvořili jsme však univerzální plošný spoj přímo pro umístění na dron, kde bychom chtěli využít napájení z baterií dronu a vytvořit co nejlehčí řešení pro udržení dlouhé doby letu.



Obrázek 5: Plošný spoj

Testování probíhalo na bezpilotním letounu DJI Matrice 600, který je schopen provádět lety dle naprogramované trasy a tedy je vhodný pro využití případného monitoringu a měření v nebezpečných situacích, při kterých by mohlo dojít k ohrožení zdraví osob.



Obrázek 6: Dron s připevněnými senzory.

4 ZÁVĚR

Cílem projektu bylo sestrojit zařízení schopné komunikovat na dlouhé vzdálenosti a přenášet on-line informace z měřících senzorů do databáze, kde by tyto hodnoty byly nadále zpracovávány a poté vynášeny do mapy. Bylo provedeno testovací měření nejprve v uzavřené místnosti a poté v terénu. Zjistili jsme, že senzory nejsou přesné a při měření se vyskytují nahodilé chyby, které mohly být způsobeny konstrukční nedokonalostí.

Do budoucna bychom chtěli náš systém pro měření kvality ovzduší vylepšit o průmyslové senzory s vyšší přesností měření a doplnit o možnosti dalšího měření pro usnadnění zásahů bezpečnostních složek.

REFERENCE

- [1] ECLIPSERA S.R.O. *arduino navody* [online]. [cit. 9.3.2020]. Dostupný na WWW: https://navody.arduino-shop.cz/navody-k-produktum/senzor-oxidu-uhelnateho-mq-9.html
- [2] Grove Gas Sensor(MQ2). In: *Seedstudio* [online]. seed technology, 2008 [cit. 2020-03-15]. Dostupné z: <u>http://wiki.seeedstudio.com/Grove-Gas Sensor-MQ2/</u>
- [3] Arduino. In: *Project hub* [online]. hackster.io, 2019 [cit. 2020-03-15]. Dostupné z: https://create.arduino.cc/projecthub/electropeak/how-to-calibrate-use-mq9-gas-sensor-warduino-e93cb1
- [4] LoRA/LoRaWan. In: *Seeestudio* [online]. Mouser Electronics, 2020 [cit. 2020-03-15]. Dostupné z: <u>https://cz.mouser.com/new/seeed-studio/seeed-lora-lorawan-kits/</u>

ESTIMATION OF ELECTRICITY CONSUMPTION

Tomáš Řehořek

Bachelor Degree Programme, (3), FEEC BUT E-mail: xrehor06@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Martin Paar

E-mail: paar@feec.vutbr.cz

Abstract: The article deals with simple estimation of electricity consumption. There are three different methods of estimations mentioned in the article, they differ among each other by the amount of required inputs, availability of these inputs and accuracy of resultant estimations. The first two methods are based on the amount of consumption per capita. The third method is based on the parameters of components used to supply the investigated area. The article contains the comparison between the estimated consumption a real measured consumption.

Keywords: electricity consumption, estimation, estimation method

1 ÚVOD

Způsoby odhadu spotřeby, uvedené v tomto článku, slouží jako pomůcka pro studenty studující energetiku, která jim poskytne rámcovou představu o množství spotřebované energie vybranou oblastí, na základě malého počtu požadovaných vstupních informací. Odhad spotřeby dané oblasti je možný provést několika způsoby, které se mezi sebou liší svojí přesností a množstvím požadovaných vstupů.

2 ODHAD SPOTŘEBY

2.1 Odhad spotřeby vycházející ze spotřeby na obyvatele, první metoda

Prvním, velmi jednoduchým způsobem, je provedení odhadu spotřeby na základě počtu obyvatel v dané obci. Pro tuto metodu odhadu je potřeba znát počet obyvatel žijících v dané oblasti a spotřebu na obyvatele. Počet obyvatel je určen z dat Českého statistického úřadu [1], spotřeba na obyvatele vychází z dat Roční zprávy o provozu ES ČR [1]. V této zprávě je uvedeno množství spotřebované elektrické energie podle jednotlivých kategorií spotřeb. Tyto kategorie jsou čtyři, a to velkoodběr z hladiny velmi vysokého napětí (VO z VVN), velkoodběr z hladiny vysokého napětí (VO z VVN), naloodběr podnikatelé (MOP) a maloodběr obyvatelstvo (MOO). První způsob odhadu vychází pouze z množství spotřebované energie spadající do kategorie MOO, tedy pouze energie spotřebované domácnostmi, která za rok 2018 činí 15 049 535,6 MWh [1]. Pro určení spotřeby na jednoho obyvatele je tato hodnota podělena počtem obyvatel ČR (1). Hodnota spotřeby na jednoho obyvatele je následně vynásobena počtem obyvatel dané obce (2).

$$E_{obyvatel} = \frac{E_{MOO}}{po\check{c}.\,obyvatel\,\check{C}R} = \frac{15\,049\,535,6\cdot10^6}{10\,681\,161} = 1,409\,\text{MWh}$$
(1)

Odhadovaná spotřeba, například pro obec Moravany:

$$E_{odhad} = E_{obvvatel} \cdot počet \ obvvatel = 1,409 \cdot 10^6 \cdot 2\ 900 = 4,09\ \text{GWh}$$
 (2)

Takto je proveden odhad u měst a obcí, u kterých jsou známé reálné hodnoty spotřeby. Tyto hodnoty jsou získány z [2]. Reálné a vypočtené hodnoty jsou uvedeny v následující tabulce:

Obec	Počet obyvatel	Změřená roční spotřeba	Odhad spotřeby	Procentní odchylka
[-]	[-]	[GWh]	[GWh]	[%]
Boskovštejn	153	0,455	0,216	52,5
Тиčару	258	0,619	0,364	41,2
Říčky	372	0,648	0,524	19,1
Rajnochovice	514	1,517	0,724	52,3
Česká	995	1,985	1,402	28,4
Zlechov	1 700	3,084	2,395	22,3
Moravany	2 900	4,608	4,09	11,2
Hustopeče	5 900	16,77	8,31	50,4
Velké Meziříčí	11 400	43,86	16,06	63,4
Uherské Hradiště	25 000	136,81	35,22	74,3
Zlín	74 000	380,41	104,26	72,6
Brno	380 000	1278,27	535,41	58,1

 Tabulka 1:
 Odhad spotřeby vycházející ze spotřeby na obyvatele, první metoda

Procentní odchylka od reálné hodnoty, například pro obec Moravany:

$$Odchylka = \frac{E_{real} - E_{odhad}}{E_{real}} \cdot 100 = \frac{4,608 \cdot 10^6 - 4,09 \cdot 10^6}{4,608 \cdot 10^6} \cdot 100 = 11,2\%$$
(3)

Největší nevýhodou této metody je nezahrnutí spotřeby průmyslu, tj. odběru z hladiny VN a VVN. U malých obcí, kde většinou není velké množství průmyslových objektů, tudíž zde není velké množství odběratelů z VN či VVN, se toto zanedbání projevuje v menší míře než u velkých měst, kde vlivem většího počtu odběrů z vyšších hladin napětí dochází k velké odchylce od reálné hodnoty.

2.2 Odhad spotřeby vycházející ze spotřeby na obyvatele, druhá metoda

Zpřesnění odhadů je dosaženo rozdělením obcí a měst na dvě skupiny, a to obce s malým počtem obyvatel a města s velkým počtem obyvatel. Hranice rozdělující měřené obce je stanovena odhadem na 10 000 obyvatel. Výpočet je pro obě skupiny principiálně stejný jako u první metody. Jediný rozdíl spočívá v množství spotřebované energie, ze které se při určení spotřeby na obyvatele vychází.

Odhad pro první skupinu obcí vychází ze spotřeby spadající do kategorie MOO a MOP. U druhé skupiny obcí se vychází z celkové spotřeby energie, tzn. jsou zahrnuty všechny kategorie spotřeby, což má za cíl korigovat nepřesnost odhadu pro velká města. Přepočet spotřeby na jednoho obyvatele je pak principiálně stejný jako v (1). Výsledný odhad je opět získán vynásobením spotřeb na obyvatele, počtem obyvatel dané obce (5), (7). Porovnání reálných hodnot a hodnot vypočtených druhou metodou jsou uvedeny v tabulce níže.

Pro obce do 10 000 obyvatel platí:

$$E_{obyvatel} = \frac{E_{MOO} + E_{MOP}}{po\check{c}.\,obyvatel\,\check{C}R} = \frac{15\,049\,535,6\cdot10^6 + 8\,063\,973,8\cdot10^6}{10\,681\,161} = 2,164\,\text{MWh} \quad (4)$$

Odhadovaná spotřeba, například pro obec Moravany:

$$E_{odhad} = E_{obyvatel} \cdot po\check{c}et \ obyvatel = 2,164 \cdot 10^6 \cdot 2900 = 6,275 \ \text{GWh}$$
(5)

Pro obce nad 10 000 obyvatel platí:

$$E_{obyvatel} = \frac{E_{celkov\acute{a}}}{po\check{c}.\,obyvatel\,\check{C}R} = \frac{55\,637\,976\cdot10^6}{10\,681\,161} = 5,209\,\text{MWh}$$
(6)

Odhadovaná spotřeba, například pro město Zlín:

$$E_{odhad} = E_{obyvatel} \cdot počet \ obyvatel = 5,209 \cdot 10^6 \cdot 11 \ 400 = 59,382 \ \text{GWh}$$
(7)

Obec	Počet obyvatel	Změřená roční spotřeba	Odhad spotřeby	Procentní odchylka
[-]	[-]	[GWh]	[GWh]	[%]
Boskovštejn	153	0,455	0,331	27,3
Tučapy	258	0,619	0,558	9,9
Říčky	372	0,648	0,805	-24,2
Rajnochovice	514	1,517	1,112	26,7
Česká	995	1,985	2,153	-8,5
Zlechov	1 700	3,084	3,679	-19,3
Moravany	2 900	4,608	6,275	-36,2
Hustopeče	5 900	16,77	12,77	23,9
Velké Meziříčí	11 400	43,86	59,38	-35,4
Uherské Hradiště	25 000	136,81	130,22	4,8
Zlín	74 000	380,41	385,46	-1,3
Brno	380 000	1278,27	1 979,41	-54,9

 Tabulka 2:
 Odhad spotřeby vycházející ze spotřeby na obyvatele, druhá metoda

Z hodnot procentní odchylky od reálných hodnot je patrné, že odhad je stále relativně nepřesný, ovšem právě u měst s větším počtem obyvatel dochází k jeho výraznému zpřesnění, a to u všech měst kromě města Brna, u kterého nastalo pouze malé zlepšení. V průměru dochází k zpřesnění o 39,69 %. U menších obcí se pak zařazením odběru spadajícího do kategorie MOP odhad zlepšil u všech obcí kromě dvou, kde se naopak odchylka od reálné hodnoty zvýšila. V průměru však došlo ke zlepšení odhadů o 10,74 %.

2.3 Odhad spotřeby na základě použitých komponent

Třetí metoda odhadu vychází z parametrů komponent použitých v síti. Principem metody je určení spotřeby z výkonů transformátorů napájející danou oblast. Postup při odhadu je následovný:

Odhad vychází z celkového jmenovitého výkonu transformátorů napájejících danou obec (8). Pro výpočet spotřeby je zapotřebí převést zdánlivý výkon z (8) na výkon činný. Podle [4] můžeme účiník odběru MOO a MOP uvažovat 0,98 (pokud není změřena jiná hodnota). Takto spočtený výkon představuje maximální možnou hodnotu dodávaného činného výkonu. Při odhadu musí být bráno v potaz, že vlivem nutnosti zahušťování sítě (zkracování vývodů) a zvyšování spolehlivosti dodávky, se pro napájení oblastí používá více transformátorů, pracujících pouze na část svého nominálního výkonu. Dodávaný výkon transformátory je zároveň během roku proměnný, vlivem menších či větších zatížení v různých ročních obdobích. Pro účely odhadu vyjdeme z grafu průměrného zatížení transformátorů v síti během roku uvedeného v [3], který byl vytvořen na základě měření na 71 distribučních transformátorech. Zatížení měřených transformátorů se pohybuje mezi 10 % až 16 %, pro účely odhadu tak můžeme určit průměrné zatížení 13 %. Odhad je určen jako 13 % výkonu vypočítaného v (9). Tento výkon je následně převeden na energii, vynásobením časovým úsekem, pro který chceme znát spotřebu (11). Odhad je proveden pouze pro obec Moravany, jelikož je to jediná obec, u které byly dostupné informace o reálné hodnotě spotřeby a zároveň jsou známy počty a jmenovité výkony transformátorů napájejících tuto obec. Konkrétně se jedná o pět transformátorů o jmenovitém výkonu 630 kVA, dva transformátory o výkonu 400 kVA a jeden transformátor o výkonu 250 kVA.

Celkový zdánlivý výkon transformátorů napájejících obci:

$$S_{celkem} = 5 \cdot 630 \cdot 10^3 + 2 \cdot 400 \cdot 10^3 + 250 = 4200 \text{ MVA}$$
(8)

Celkový činný výkon:

$$P_{celkem} = S_{celkem} \cdot cos\varphi = 4200 \cdot 10^6 \cdot 0,98 = 4116 \text{ MW}$$
(9)

Přepočet podle předpokládaného zatížení:

$$P_{real} = P_{celkem} \cdot 0,13 = 4116 \cdot 10^6 \cdot 0,13 = 535,08 \,\text{MW}$$
(10)

Pro určení spotřeby za rok, pak hodnotu Preal vynásobíme počtem hodin v roce:

$$E_{odhad} = P_{real} \cdot 8760 = 535,08 \cdot 10^6 \cdot 8760 = 4,687 \,\text{GWh} \tag{11}$$

Odhad spotřeby za rok tedy činí 4,687 GWh, což se od reálné hodnoty (4,608 GWh) liší pouze o 1,71 %.

3 ZÁVĚR

Článek představuje tři různé jednoduché metody odhadu spotřeby, jejichž účelem je sloužit jako pomůcka pro studenty studující energetiku, která jim poskytne rámcovou představu o množství spotřebované energie vybranou oblastí. První uvedená metoda dosahuje průměrné odchylky 45,46 %. Tato velká odchylka je způsobena především vlivem zanedbání odběrů z vyšších napěťových hladin. Zanedbání má největší vliv na odchylku zvláště u velkých měst. Druhá představená metoda řeší tento problém zohledněním všech kategorií spotřeb. Tím dochází k zpřesnění odhadu, v průměru je odchylka 24,67 %. Z hodnot průměrných odchylek je patrné, že první metoda je velmi nepřesná a pro účely odhadu tak nevhodná. Druhá metoda dosahuje lepší přesnosti, s výjimkou města Brna, u kterého dochází pouze k mírnému zlepšení. Tato metoda je tedy dostatečně přesná pro obce a města, s výjimkou velmi velkých měst. Výhodou obou metod je nenáročnost z hlediska dostupnosti vstupních informací. Třetí metoda odhadu vychází z použitých komponent, konkrétně transformátorů napájející danou obec. Takto je odhad proveden pouze pro obec Moravany. Z odchylky od reálné hodnoty je patrné, že tato metoda dosahuje výrazně větší přesnosti než metody předchozí. Odhad třetí metodou je připravován i pro další obce, ovšem v současné době data potřebná pro toto vyhodnocení nejsou k dispozici.

REFERENCE

- Počet obyvatel v obcích k 1.1.2019. In: Český statistický úřad [online]. Praha: Český statistický úřad, 2019 [cit. 2020-03-06]. <u>https://www.czso.cz/documents/10180/91917344/13007219.pdf</u>
- [2] Roční zpráva o provozu ES ČR pro rok 2018. In: *Energetický regulační úřad* [online]. Praha: ERÚ, 2019 [cit. 2019-11-17]. <u>https://www.eru.cz/zpravy-o-provozu-elektrizacni-soustavy</u>
- [3] ŠÁCHA, Tomáš. Grafický popis elektroenergetického systému ve vybraných oblastech. Bakalářská práce. Brno: Ústav elektroenergetiky FEKT VUT v Brně, 2019, s. 46.
- [4] SOUČEK, Jan. Statistická analýza dat z měření v DTS. In: *16. Konference ČK Cired*. ČK CIRED, 2012, s. 10.
- [5] Koncepce sítí nízkého napětí 0,4 kV, E.ON Distribuce, 2019.

AIR QUALITY MEASUREMENT SYSTEM

Dominik Fuxa

Bachelor Programme (1), FEEC BUT E-mail: xfuxad00@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Jiří Janoušek

E-mail: xjanou09@feec.vutbr.cz

Abstract: In our project, we are interested air quality in region of Brno. We measure it with gas sensors placed on the drone. We record the results on a heat map. On this project, I work together with my friend Jana Lázničková. I am in charge of communications and she is concerned with data acquisition and processing.

Keywords: EEICT, LoraWan, guide

1 ÚVOD

Tato práce se zabývá problematikou znečisťování ovzduší a jeho mapování. Cílem projektu bylo sestrojit zařízení schopné komunikovat na dlouhé vzdálenosti a přenášet informace z měřících senzorů do databáze, kde by tyto hodnoty byly nadále zpracovávány a poté vynášeny do mapy.

2 LORAWAN

LoRaWan je jednou z LPWA technologií pracující v nelicencovaném pásmu. Pro Evropu je toto pásmo 868MHz. Díky tomu že pracuje v nelicencovaném pásmu jsme omezeni dobou vysílání, a to konkrétně na 1 % z celkového času (36 sekund z 1 hodiny), dále jsme omezeni vysílacím výkonem, konkrétně pro Evropu je maximální vysílací výkon 14 dBm. To je velká nevýhoda oproti licencovaným technologiím jako je třeba NBIOT.

2.1 PROTOKOL LORAWAN

LoRaWan je otevřený standart definující MAC vrstvu nad LoRa modulací. Tento protokol vyvinula asociace LoRa Alliance (WAN znamená v názvu Wide-Area Network, neboli sítě pokrývající rozsáhlé území). Je to postavené na schopnosti obsloužit velké množství zařízení, dlouhý dosah základových stanic, nízká spotřeba. Toto všechno jsou požadavky LPWA. Protokol je plně otevřený, což umožnuje vytváření vlastních sítí s využitím této technologie.

2.2 ARCHITEKTURA LORAWAN



Obrázek 1: Architektura [1]

2.3 TŘÍDY ZAŘÍZENÍ LORAWAN

Protokol LoRaWan definuje tři základní třídy A (a11), B (beacon) a C (continuos). Všechny tyto třídy umožnují obousměrný přenos. Jediné, v čem se liší je doba kdy je možný příjem dat ve směru downlink (od gatewaye k zařízení). Kde třída A je vhodná pro napájení z baterie a třída C ze zdroje. V našem projektu je použita konkrétně třída A.



Obrázek 2: Class A [2]

2.4 AKTIVACE LORAWAN ZAŘÍZENÍ

Před zahájením samotné komunikace je nutné samotné zařízení aktivovat. K této aktivaci používáme dva módy ABP a OTTA. Konkrétně v tomto projektu je použit OTTA, z důvodu většího zabezpečení při odcizení zařízení, nebo jeho případného ztracení. Díky těmto metodám, které využívají jednotlivé klíče je pak možné šifrování přenosu zaručující vysokou úroveň zabezpečení přenesených dat.

3 LORIOT

Aby nebylo nutné sledovat data pouze z lokální sítě nabízí se několik množností, jak data přijatá gatewayy ukládat na cloud. K tomuto účelu byla vybrána společnost Loriot, díky které je možné sledovat přijatá data odkudkoliv na internetu. Také díky Loriotu jsme schopni sledovat sílu signálu a také pushovat data do vlastní databáze. Popřípadě je i možné použitý mqtt protokolu.

4 KODOVÁNÍ ZPRÁVY

Pro snížení velikosti zprávy jsme připravili algoritmus, který nám převádí jednotlivé int na jednotlivé bajty.



Obrázek 3: encodeValues

5 WEBOBÉ STRÁNKY

Do databáze jsou vkládány jednotlivé body pomocí GPS souřadnic a k nim jednotlivé hodnoty. Jednotlivé body se liší barvou, kde brva znázorňuje, jak hodně je vzduch znečištěný v tom daném místě měření.



Obrázek 4: Mapa s měřenými body

6 ZÁVĚR

Cílem projektu bylo sestrojit zařízení schopné komunikovat na dlouhé vzdálenosti a přenášet online informace z měřících senzorů do databáze, kde by tyto hodnoty byly nadále zpracovávány a poté vynášeny do mapy.

Bylo provedeno měření, které mělo za účel zjistit přibližní dosah této technologie a schopnost odesílání dat, byla naměřená vzdálenost 500 m v zabydlené oblasti. Bohužel tato vzdálenost je omezena, jelikož samotná brána se nachází i s anténou uvnitř budovy a také že jsme neměřili na plný vysílací výkon.

REFERENCE

- [1] PRASHANT. *3GLTEinfo* [online]. [cit. 15.3.2020]. Dostupný na WWW: http://www.3glteinfo.com/lora/lora-architecture/
- [2] NORDIN. *KNP Forum* [online]. [cit. 15.3.2020]. Dostupný na WWW: https://zakelijkforum.kpn.com/lora-forum-16/lorawan-device-classes-a-b-and-c-10972

AFM OF HOPG: CASE STUDY OF HOPG MILLING

Josef Komínek

Bachelor Degree Programme (3), FEEC BUT E-mail: j.kominek10@seznam.cz

Supervised by: Dinara Sobola

E-mail: sobola@vutbr.cz

Abstract: The purpose of this work is study of highly oriented pyrolytic graphite (HOPG) processed by focused ion beam (FIB) using atomic force microscopy (AFM) and Raman spectroscopy. Due of its properties, HOPG have a promising potential and wide range of applications in nanotechnology. AFM demonstrates quality of the pattern created by FIB: topography of patterned area, shape of the edges, etc. Raman spectroscopy indicates defectiveness of the near surface area occurred due to FIB processing.

Keywords: EEICT, template, guide

1 INTRODUCTION

Surface analysis is an important part of nanotechnology research [1]. Among all existing methods, scanning probe microscopy (SPM) can be highlighted. This method quickly transformed from being available only to small groups to a widespread tool that is used by almost every laboratory that works in the field of nanotechnology. The correct choice of method and sample for calibration is a basis for obtaining reliable data [2]. One of such samples is HOPG. Surface analysis of HOPG by scanning tunnelling microscopy allows depicting of individual atoms even in air at normal conditions.

HOPG is one of allotropic modification of graphite. Oriented layers provide option of observing one undivided layer or multiple layers. Atoms in single layer create hexagonal grid. The symmetry can be broken and distance between carbon atoms can change due to irradiation, mechanical fissures and various impurities. Its layer structure also causes that its conductivity is anisotropic. Covalent bond in this composition provides better conductivity. Forced electron can travel through layers. In non-oriented graphite, layers are composed in various directions causing its conductivity is isotropic.

One single layer with hexagonally composed grid layer is called graphene. Graphene provides promising technology and research potential. If individual atoms are cut out of graphene grid correctly, residual charge caused by electrons that originally constituted covalent bonds causes layer to bend in certain ways creating various carbon forms hitherto unobserved, like fullerene, nanotubes, etc.



Figure 1:

Graphite (left) [5], graphene (middle) [6] and one of fullerenes (right) [7] are shown.

2 EXPERIMENT

HOPG sample of ZYA quality was chosen (from NT-MDT SI). The first step was preparation of sample itself: using adhesive tape, top layer was separated. Focused Ion Beam/Scanning Electron Microscope FEI Helios NanoLab 660 was used for processing. The area of the sample was localized using electron imaging. Short time irradiation by ions, even with low intensity, can cause local heating and inter-layer ionization resulting in temporal or permanent local surface bending. Series of dots with different depth were prepared using FIB at 30kV and 2.5 nA. (Fig.2).

<u>ک</u>	tilt		curr	det FTD	mode SF	HFW 128 um	WD	mag ⊞		
	0									
	0									
	0.1									
	0 0	0 0 0						-		
						-	00	~		
						-		-		
							0.0	~		
							0.0			



SEM image of the patterns prepared by FIB 0.5 μm diameter with depths of 200 nm (left), 400 nm (middle) and 600 nm (right)

Raman spectroscopy was done using WITec confocal Raman imaging system alpha300 R. Typical phonon for undamaged HOPG surface, called G phonon, lies at approximately at 1600 cm⁻¹. The D-peak can be observed at HOPG Raman spectra at 1350 cm⁻¹. This peak corresponds to disorder of the HOPG layers. Relative intensity of G and D peak provides information about quality of HOPG surface. Radiated dots of different depths and 0.5 μ m diameter were investigated by Raman. Resulting spectra presented in Figure 3. Increasing of D-peak for irradiated areas is observed. It is caused by defects in the layer arrangement caused by ion beam.



Figure 3: Raman spectra of pure HOPG and HOPG processed by FIB

Resulting topography was observed by SPM NTEGRA PRIMA (from NTMDT SI). Dimensions of the pattern were studied using atomic force microscopy (AFM) in tapping mode. The holes with 200 nm depth were chosen (Fig.4).



Figure 4:AFM images of series of dots with diameter of 0.5 μm and depth of 200 nm.
3D topography and single raster are shown.

Total height of the sample topography $0.32 \ \mu m$ is explained by presence of surface roughness (upper left). The estimated depth of milled areas is 200 nm (lower left). From lower left and lower right pictures can be observed, that lateral size of the pattern is larger than defined during milling 0.5 μm . Local heating [3] and cascade effect [4] could be responsible for this.

3 CONCLUSION

The performance of FIB on HOPG surface was studied here. Raman spectroscopy of milled areas indicates presence of broken bonds and defects appearance. AFM shows difference between demanded and achieved geometrical sizes of patterns. AFM data can be used for adjusting of FIB parameters for pattering of the surface.

ACKNOWLEGEMENT

Research described in the paper was financially supported by the Ministry of Education, Youth and Sports of the Czech Republic under the project CEITEC 2020 (LQ1601). Part of the work was carried out with the support of CEITEC Nano Research Infrastructure supported by MEYS CR (LM2018110).

REFERENCES

- [1] A. Knápek, D. Sobola, P. Tománek, Z. Pokorná and M. Urbánek, "Field emission from the surface of highly oriented pyrolytic graphite", Appl. Sufr. Sci., vol. 395, pp. 157 161, 2017
- [2] D. Sobola, Ş. Țălu, S. Solaymani and L. Grmela, "Influence of scanning rate on quality of AFM image: Study of surface statistical metrics," Microsc. Res. Tech., vol. 80, no. 12, 2017.
- [3] Zhenhai Wang, Lijiang Gui, Danhong Han, Zhuang Xu, Li Han & Shengyong Xu, "Measurement and Evaluation of Local Surface Temperature Induced by Irradiation of Nanoscaled or Microscaled Electron Beams", Nanoscale Research Letters, volume 14, Article number: 31 (2019)
- [4] Archanjo BS, Maciel IO, Ferreira EH, Peripolli SB, Damasceno JC, Achete CA, Jorio A. Ion beam nanopatterning and micro-Raman spectroscopy analysis on HOPG for testing FIB performances. UI-tramicroscopy. 2011 Jul;111(8):1338-42. doi: 10.1016/j.ultramic.2011.04.007
- [5] Structure of Graphite. In: https://researchgate.net/figure/Structure-ofgraphite_fig24_283081307
- [6] Structure of Graphene. In: https://www.ctimaterials.com/resources/graphene-battery-usersguide
- [7] Structure of Fullerene. In: https://www.novarials-store.com/products/fullerene-c60-1

Magisterské projekty

Elektronika a komunikace, Komunikační technologie a informační bezpečnost

SPORTTESTER WITH BLUETOOTH LE

Vojtěch Blažek

Master Degree Programme (2.), FEEC BUT E-mail: xblaze32@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Ondřej Krajsa E-mail: krajsao@feec.vutbr.cz

Abstract: This project deals with the design of a sporttester, which is able to measure the cadence of steps and the impact force during running. The measured values are then sent via Bluetooth Low Energy to the mobile application.

Keywords: sporttester, Bluetooth LE, jogging, health

1 ÚVOD

Sporttestery mohou mít různou podobu a vykonávat různé funkce, ale všechny mají společný cíl. Tím je pomoci lidem vyhodnotit zda mají nedostatečný trénink nebo naopak přetěžují organismu. Právě přetěžování může vést k vážným zdravotním problémům. Jedním ze způsobů, jak je sporttester schopen předejít možným problémům, je měření a vyhodnocování síly nárazů při dopadu nohy na zem. Příliš silné nárazy v dlouhodobém měřítku mohou způsobit zlomeniny kostí v oblasti chodidla, kosti lýtkové nebo kyčle.

V této práci se pod pojmem sporttester bude uvažovat zařízení, které dokáže vypočítat počet kroků a kontrolovat sílu nárazů při běhání. Změřená data nebudou sporttesterem přímo zobrazována, ale budou pomocí technologie Bluetooth posílány do mobilní aplikace. K měření zmíněných funkcí slouží akcelerometr, který je součástí sporttesteru. Ze změny akcelerace je vyhodnocována síla nárazů i uběhnutý počet kroků za daný časový interval. Funkce měření síly nárazů je zahrnuta proto, protože nadměrné dopady při pravidelném běhání mohou mít za následek přetěžování kostí, což může vést až k únavovým zlomeninám. Ty se u běžců nejčastěji vyskytují v kyčli, holení kosti a v oblasti chodidla. Motivací k návrhů takového sporttesteru byl také fakt, že na trhu nejsou k dispozici kvalitní sporttestery s podporou kontroly síly nárazů a v případech, kdy k dostání jsou, tak jsou velmi drahé. Tabulka 1 obsahuje vybrané sporttestery.

Název Cena Umístění Kadence kroků Síla nárazu Srdeční t											
	Cena	Chilisteni	Rauence Rioku		Sideeni tep						
Running	100 ¢	Handaile	1	No	1						
Dynamics v2	100 \$	FILUUIIIK	Allo	INC	Allo						
RunScribe	200 \$	Bota	Ano	Ano	Ne						
MilestonePod	25 \$	Bota	Ano	Ne	Ne						
Moxy	770 \$	Lýtko	Ano	Ne	Ano						
TgForce	145 \$	Kotník	Ano	Ano	Ne						
SHFT	300 \$	Bota, Hrudník	Ano	Ne	Ano						

Tabulka 1: Porovnání vybraných sporttesterů

2 BLUETOOTH

Bluetooth je standard pro bezdrátovou komunikaci používaný k výměně dat na krátké vzdálenosti mezi stacionárními i mobilními zařízeními. Původně byl koncipován jako bezdrátová alternativa pro standard RS-232, který slouží k sériové komunikaci po kabelovém vedení. Existují dva typy Bluetooth. Jeden je označován jako Bluetooth Classic (BR/EDR), který je používán například v bezdrátových reproduktorech, sluchátkách nebo informačních systémech pro automobily. Druhým typem je Bluetooth Low Energy (BLE). Jeho hlavní oblast použití je v aplikacích, kde je spotřeba elektrické energie rozhodující a kde se přenáší většinou jen malé množství dat. Používá se převážně v zařízeních napájených z baterie, jako jsou například různé senzory, hlásiče, chytré hodinky či náramky [2].

3 NÁVRH SPORTTESTERU

Realizace sprottesteru je rozdělena na hardwarovou a softwarovou část. V softwarové části bylo třeba vyřešit implementaci BLE komunikace a navrhnout programové řešení, které by předávalo vypočítaný počet kroků z akcelerometru do příslušného BLE profilu. Pro hardwarovou realizaci navrhovaného sporttesteru bylo zapotřebí vybrat vhodný mikrokontrolér, BLE modul, akcelerometr, a jelikož bude zařízení připevněno na těle nositele sporttesteru, tak i bateriové napájení.

3.1 SOFTWAROVÉ ŘEŠENÍ

Softwarové řešení je postaveno na příkladovém projektu Simple_peripheral ze softwarového balíčku SimpleLink CC2640R2 SDK od firmy TI. Tento projekt používá operační systém pracující v reálném čase (TI–RTOS) a plně funkční BLE verze 4.2. Projekt samozřejmě ve výchozí podobě nevykonává funkce sporttesteru a je dále upraven z pohledu implementovaných BLE profilů, služeb a nastavených parametrů. Je také doplněn o kód připravující změřené hodnoty z akcelerometru k odeslání skrze BLE. Při výběru profilu, který by pomáhal předávat naměřené hodnoty do mobilní aplikace, existují dvě základní možnosti. Jedna je vytvořit si vlastní profil, a tudíž i vlastní mobilní aplikaci. Jednodušším řešením je využít volně dostupnou aplikaci, která podporuje některý z vhodných adoptovaných profilů. Pouze jeden z adoptovaných profilů plně vyhovuje našim potřebám a je zároveň hojně podporován různými běžeckými aplikacemi (např. Ala Fitness). Jedná se o profil Running Speed and Cadence Profile.

Softwarový algoritmus, který ze vzorků akcelerace přímo počítá uběhnuté kroky, běží v akcelerometru, tudíž je nezávislý na chodu mikrokontroléru. V tomto projektu je použit akcelerometr BMA423 od firmy Bosch, jehož algoritmus pro detekci kroků splňuje požadavky, které jsou kladeny na algoritmy počítání kroků v Android 4.4 a vyšší [3]. Jeden z požadavků udává, že odchylka mezi změřeným a skutečným počtem kroků může být maximálně 10 %.

3.2 HARDWAROVÉ ŘEŠENÍ

Mikrokontrolér CC2640R2F je ideální volbou pro realizaci sporttesteru, jelikož má v sobě zabudovaný obvod pro bezdrátovou komunikaci podporující Bluetooth. Pro jednodušší testování a konektivitu s dalšími součástkami je tento MCU osazen na vývojovém kitu LAUNCHXL-CC2640R2. Z řad dostupných akcelerometrů je vybrán BMA423, který je, stejně jako vybraný MCU, velice úsporný a disponuje samostatnou výpočetní částí, která je schopná do mikrokontroléru odesílat již vypočtenou kadenci uběhnutých kroků. To napomáhá snížit spotřebu elektrické energie, jelikož není potřeba odesílat všechny vzorky měřené akcelerace do MCU a až v něm z těchto vzorků počítat kadenci uběhnutých kroků. Akcelerometr je schopen měřit vzorky akcelereace s frekvencí v rozsahu od 1,5 Hz do 1600 Hz. S ohledem na úsporu energie je akcelerometr uveden do Low-power módu, ve kterém je schopen měřit maximálně s frekvencí 400 Hz a dosahuje typické spotřeby 14 μ A. Komunikace mezi MCU a BMA423 probíhá pomocí sériového periferního rozhraní (SPI) [4].



Obrázek 1: Zjednodušený diagram programu.

Pro napájecí část byl potřeba vybrat integrovaný obvod (IC) pro stabilizaci napájecího napětí, IC pro nabíjení baterie a samotnou baterii. Za účelem ještě větší úspory energie byla zvolena napájecí napěť ová úroveň o hodnotě 1,8 V, která je podporována všemi použitými součástkami. Pro stabilizaci a snížení bateriového napětí na úroveň 1,8 V byl zvolen IC BQ25012. Tento IC je také schopen nabíjet baterie lithium-iontového (Li-Ion) typu. Z dostupných Li-Ion baterií byla vybrána dobíjecí knoflíková baterie LIR2450 od firmy Multicomp. Ta disponuje kapacitou 120 *mAh* a napětím 3,6 V. Tato baterie, podle uváděných spotřeb jednotlivých součástek, by měla přibližně vystačit na provoz sporttesteru po dobu 5 dnů [5]. Dále pro signalizaci překročení hladiny nárazů, resp. nevhodného běžeckého stylu, je možné použít piezoelektrický bzučák, vibrační motorek nebo LED diodu.



Obrázek 2: Blokové schéma zapojení.

3.3 OVĚŘENÍ FUNKČNOSTI

Pro testování komunikace a nastavených bluetooth parametrů byl navržený sporttester připojen k aplikaci Ala Fitness, která je kompatibilní s vybraným BLE profilem. Po připojení byl proveden test v podobě spuštění cvičného běhu. Sporttester byl nastaven tak, aby posílal každou vteřinu náhodně generovanou hodnotu kadence běhu v rozsahu od 50 do 70 kroků za minutu. Aplikace zobrazuje spolu s kadencí běhu také další parametry, které v našem testu nebyly sledovány a jsou většinou nulové. Obrázek 4.2 ukazuje výsledky cvičného běhu, který trval 30 *s*. Průměrná a maximální kadence běhu
je, společně s grafem kadence kroků v závislosti na čase, zobrazena v levé části obrázku. Správnost nastavení BLE profilu potvrzuje také servisní aplikace s názvem BLE Scanner, která je na obrázku 4.2 vpravo.



Obrázek 3: Blokové schéma zapojení.

4 ZÁVĚR

Cílem této práce bylo navrhnout a realizovat sporttester, který je schopen měřit kadenci kroků a také kontrolovat sílu nárazů při běhu, což předchází vznikům únavových zlomenin. V hardwarové části byly vybrány vhodné součástky, které plní požadované funkce. Zařízení je postaveno na mikrokontroléru CC2640R2F. Ten je doplněn o akcelerometr BMA423, napájecí obvod a vhodnou signalizaci překročení hladiny nárazů. V softwarové části byl vytvořen program v jazyce C++. Díky němu mikrokontrolér odesílá v pravidelných intervalech průměrnou hodnotu kadence kroků skrze Bluetooth do připojené mobilní aplikace a také spouští signalizaci překročení hladiny nárazů.

REFERENCE

- [1] Fellrnr: Running Sensors, 2016, https://fellrnr.com/wiki/Running_Sensors
- [2] Czurak, P., Maj, C., Szermer, M., aj.: Impact of Bluetooth low energy on energy consumption in Android OS. 2018, doi:10.1109/MEMSTECH.2018.8365745.
- [3] BMA423 Application note Wearable feature set. Bosch Sensortec, August 2019, https://www.bosch-sensortec.com/media/boschsensortec/downloads/application_notes_1/bst-mas-an032-00.pdf.
- [4] CC2640R2F SimpleLinkTM Bluetooth low energy Wireless MCU datasheet. Texas, USA: Texas Instruments Incorporated, Dec 2016, http://www.ti.com/lit/ds/symlink/cc2640r2f.pdf.
- [5] Kamath, S., Lindh, J.: Measuring Bluetooth Low Energy Power Consumption. Texas, USA: Texas Instruments Incorporated, 2019, http://www.ti.com/lit/ds/symlink/cc2640r2f.pdf.

CRYPTOGRAPHIC EXTERNS SUPPORT IN P4₁₆/VHDL COMPILER FOR FPGA BOARD TARGET PLATFORM

Peter Cíbik

Master Degree Programme (2nd), FEEC BUT E-mail: xcibik00@vutbr.cz

Supervised by: David Smékal, Denis Matoušek (Netcope Technologies a.s.) E-mail: smekald@feec.vutbr.cz, matousek@netcope.com

Abstract: This paper deals with the problem of data security and secure communication at high speed, which leads to the usage of hardware accelerators, in this case high-speed FPGA NICs. It proposes an effective way how to develop applications for an FPGA-based acceleration platform. The compiler is produced by Netcope Technologies a. s. and is called Netcope P4. It allows development in high-level language P4. The key value of this product is compiler P4_16/VHDL, which compiles a P4 application source code and maps it on a target FPGA platform. The main goal of this paper is the extension of the compiler to support cryptographic external objects, which can be used in the design of applications using cryptographic features like a hash function over payload, encryption, etc. It describes design of pipeline with control block for external objects, interface of these control blocks and implementation steps.

Keywords: Cryptography, FPGA, VHDL, P4, Netcope P4

1 INTRODUCTION

Nowadays trends of high-speed communication and data security leads to the usage of hardware accelerators to ensure both security of transmitted data and high transmission speed. The problem is development of applications for accelerators, because of its complexness and time and knowledge demands. This paper describes how to solve this problem by the usage of a high-level language. In this case the P4 language is considered. The main goal is usage of first effective P4_16/VHDL compiler for easier development of high-speed data security packet processing solutions. Write packet processing applications in the P4 language is much easier and faster.

2 TECHNOLOGIES

- VHDL one of the Hardware Description Languages (HDL), which can be used for FPGA programing [1, 2].
- **FPGA** Field Programable Gate Array is a programable logical circuit. It consists of three key elements: Input and Output Block (IOB), Configurable Logic Block (CLB) and programable horizontal and vertical interconection, shown in the Figure 1a. All of these elements are programable to achieve expected functionality. Performance is reached by the usage of Look-Up Tables (LUT) shown in the Figure 1b [2, 3].
- **P4** a high-level language designed for Programming Protocol-independent Packet Processors. Main goals of this language are: reconfigurability, protocol independence, target independence. The newest version P4₁₆ brings new features like external objects for support of target dependent features [4, 5].



Figure 1: FPGA schemas

3 COMPILER P4₁₆/VHDL

The Netcope P4 compiler ¹, which is a product of collaboration of Netcope Technologies a. s. and the CESNET, z. s. p. o.² research group, is a tool that compiles a P4 source code to VHDL and maps it on an FPGA platform. It is built on the reference $p4c^3$ compiler with updated midend and proprietary backend for an FPGA platform. It targets high-speed FPGA NICs and creates a way how to develope applications for these accelerators. Whole compiler is written in the C++ language. It is modular and for generating of actions it uses HLS (High Level Synthesis), which compiles a C++ description of circuit to VHDL as an intermediate step. The other parts are compiled to VHDL directly. The compilation process, which describes how Netcope P4 makes bitstream for FPGA from a P4 source file, is shown in the Figure 2.



Figure 2: Compilation process steps

A basic pipeline which processes packets consists of three main parts. Parser which parses headers and payload to separate fields used in subsequent stages. The Match and Action block that implements all the tables and performs the actions, specified in the source code, on packets' headers or metadata values. The last part is Deparser, which joins all modified headers and payload back to a resulting packet.

4 DESIGN AND IMPLEMENTATION

The implementation consists of a few steps. Firstly the architecture of the P4 pipeline with control blocks was designed. In the Match and Action block, we can modify or work only with parsed headers and metadata fields. For cryptographic algorithms we need to process also the payload, so we need to extend the architecture. In order to be compatible with the V1 model⁴, which consists of blocks:

¹https://www.netcope.com/en/products/netcopep4

²https://www.cesnet.cz/

³https://github.com/p4lang/p4c

⁴https://p4.org/p4-spec/p4-14/v1.0.4/tex/p4.pdf

MyParser, MyVerifyChecksum, MyIngress, MyEgress, MyComputeChecksum and MyDeparser. The architecture of extended Netcope P4 pipeline looks like the one in the Figure 3.



Figure 3: NP4 pipeline with control blocks for extern objects usage

The C1 control block, shown in the Figure 3, is used for the MyVerifyChecksum extern in the V1 model. It is designed for usage of external objects that do not need to use modified fields or data from tables stored in the Match and Action block. The second one, the C2 control block, shown in the Figure 3, is used for the MyComputeChecksum extern in the V1 model. It is situated between the Match and Action block and the Deparser block and it is designed for externs that need to use data from the Match and Action block or should be used as the last element, after all processing in the Match and Action block.

Next step was the design of the control block interface with consideration for possible use cases. It consists of all inputs and outputs that we need to process in externs, as shown in the Figure 4. It has headers and metadata inputs and outputs, so it can process them and send them to the next control block. For example encryption uses metadata to carry encryption keys and initialization vector (IV) for each packet. It has an MI32 communication interface, which provides a way how to configure externs from software. The last input and output interface is for payload. That means the externs in the control block can process and modify payload.



Figure 4: Control block interface

These two steps are followed by the template implementation. They are used in the backend part of the compiler. First the VHDL templates of control blocks were implemented like the entity declaration and the empty architecture. The variable part of input and output interface signals are generated based on the P4 source code. The template for Modules.tcl file was created for internal usage. The processing of the frontend generated JSON file is one of the most imporant steps. This file describes the P4 program in the tree hierarchical structure. Architecture templates of control blocks are generated based on this file. It provide processing of file the JSON file and generating of FIFOs for payload, MI32 connection synchronization and interconnection and instantiation of external objects in control blocks.

5 USE CASES

This design can be used in many use cases. The most common are encryption or digital signature with usage of hash function. They both use the C2 control block, shown in the Figure 5, because they need key and other values, which are stored in the Match and Action block, for computation.



Figure 5: Cryptographic external objects use cases

Currently the solution with hash function over payload is tested in simulation and verification, which is correctly working. The designs for support of digital signature and encryption block are also tested.

6 CONCLUSION

The purpouse of this paper is the extension of the P4_16/VHDL compiler to support cryptographic external objects for development of high-speed network security solutions. It proposes a design of a P4 pipeline architecture for the usage of control blocks for external objects. The interface of these control blocks is designed. Whole extension is described in a few steps: templates and generation of interface, processing of a P4 source file and instantiation and interconnection of external objects. In the end some of use cases and tests are described. The compiler was extended and supports cryptographic external objects usage in P4 source file.

REFERENCES

- [1] IEEE Standard VHDL Language Reference Manual: Std 1076-2008. IEEE, 2009. e-ISBN 978-0-7381-6853-1. Dostupné také z: http://ieeexplore.ieee.org/document/ 4772740/
- [2] PINKER, Jiří a Martin POUPA. Číslicové systémy a jazyk VHDL. Praha: BEN technická literatura, 2006. ISBN 80-7300-198-5.
- [3] KUBÍČEK, Michal. Úvod do problematiky obvodú FPGA pro integrovanou výuku VUT a VŠB-TUO [online]. Brno, 2014 [cit. 2019-10-24]. ISBN 978-80-214-5069-1. Available from: https://www.vutbr.cz/www_base/priloha_fs.php?dpid=87427& skupina=dokument_priloha
- [4] BOSSHART, P.; DALY, D.; GIBB, G.; aj.: P4: Programming Protocol-Independent Packet Processors. ACM SIGCOMM Computer Communication Review, ročník 3, č. 44, 2014: s. 87–95, ISSN 0146-4833
- [5] *P4 16 Language Specification*. Version 1.2.0-rc. The P4 Language Consortium, 2019. Available from: https://p4.org/p4-spec/docs/P4-16-v1.2.0.pdf

AN APPROPRIATE STRATEGY FOR DETECTING SECURITY INCIDENTS IN INDUSTRIAL NETWORKS

Karel Kuchař, Eva Holasová

Master Degree Programme (2), FEEC BUT E-mail: xkucha24@vutbr.cz, xholas08@vutbr.cz

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

Abstract:

This paper is focused on environment of critical infrastructure and inadequate security problem. Industrial network typically works with old devices and a potential update may cause delay in the production and costs a lot of money. That is the reason why additional devices improving security of all system must be introduced. Tools like IDS/IPS (Intrusion Detection System/Intrusion Prevention System) are great for detecting anomalies and defining signatures in the network traffic. For such types of the network it is critical proper handling of security issues and generated alerts.

Keywords: ICS, Critical Infrastructure, Security, IDS, IPS, Modbus

1 ÚVOD

Oblast průmyslových sítí je stále více přístupná prostřednictvím internetu. V této oblasti také zaostává tlak na zvyšování úrovně zabezpečení s následnou implementací bezpečnostních opatření. Použité zařízení a aplikovaná bezpečnostní opatření v průmyslových sítích jsou mnohdy na nedostatečné úrovni. Tato práce si dává za cíl vytvoření metodik detekce bezpečnostních incidentů v oblasti průmyslových sítích za použití IDS/IPS systémů Snort a Zeek.

2 PRŮMYSLOVÉ SÍTĚ

Mezi hlavní prvky prostředí průmyslových sítí patří PLC (Programmable Logic Controller), které komunikují se senzory a aktivními prvky (např. senzor tlaku, nebo ventil). Ke komunikaci s obsluhou se využívá HMI (Human Machine Interface). K umožnění komunikace mezi jednotlivými prvky průmyslové sítě je využíván průmyslový protokol. Mezi nejznámější protokoly patří Modbus, Profinet, PROFIsafe, DNP3, EtherCAT a další. Tyto protokoly poskytují omezený, nebo žádný stupeň zabezpečení. K nasazení adekvátního dodatečného zabezpečení je nutné nejprve identifikovat jednotlivé vektory útoku. Obrázek 1 zobrazuje jednotlivé vektory zaměřené na často využívaný protokol Modbus. Tento protokol má dvě implementace, Serial Modbus (RTU/ASCII) a Modbus/TCP. Vektory útoku tvoří: HMI (1), řídící prvek PLC (2), přenosové médium (3), senzory a aktivní prvky (4).

Nejen u protokolu Modbus, ale u velké části protokolů průmyslových sítí není implementována autentizace. K navázání spojení postačuje znalost cílové IP adresy, portu a kódu funkce (k definování prováděné operace). Tyto informace mohou být snadno odposlechnuty a následně zneužity útočníkem, protože není implementováno šifrování přenášených paketů. Důvodem nedostatečného zabezpečení je předpoklad využívání jen v oddělených a vysoce kontrolovaných částech sítě. Dále bylo zamýšleno, že zabezpečení bude implementováno pomocí jiných technik. Samotné protokoly tak často postrádají bezpečnostní mechanismy, čerpáno z [1, 2].

3 EXPERIMENTÁLNÍ TESTOVÁNÍ

Pro simulaci prostředí průmyslových sítí byla vytvořena virtualizovaná experimentální sít, realizující protokol Modbus pomocí knihovny PyModbus a knihovny EasyModbus. Jako hostovaný OS byl vybrán OS Ubuntu. Pro realizaci protokolu DNP3 byla využita aplikace pro testování DNP komunikace DNPClientSimulator (DNPOustationSimulator), viz obrázek 1. Vybrané protokoly využívají model master-slave (klient-server). V rámci komunikace Modbus protokolu byl k otestování komunikace proveden příkaz Write Single Register (provedení jednobitové změny v registru slave zařízení), obdobně u protokolu DNP3.



Obrázek 1: Vektory útoku, protokol Modbus (a), zapojení Experimentální sítě (b) [3].

3.1 DETEKCE BEZPEČNOSTNÍHO INCIDENTU – SNORT

Za účelem zvýšení bezpečnosti sítě bylo využito IDS/IPS (Intrusion Detection System/Intrusion Prevention System) nástroje Snort [4]. Nástroj provádí detekci anomálií a signatur v síťovém provozu a vytvořená pravidla jsou zaměřena na protokol Modbus/TCP (cílový port je pozměněn na port 5020). Výpis 1 představuje pravidlo, které provádí filtraci zdrojových adres zařízení, které se pokouší navázat spojení se slave zařízením. V případě, že došlo k navázání spojení z jiné, než definované adresy master zařízení (white-list), je vygenerován alert, viz výpis 2.

Výpis 1: Pravidlo pro detekci neautorizovaného přístupu.

```
alert tcp !$MODBUS_CLIENT any -> $MODBUS_SERVER 5020 (content:"|00 00|"; msg:"SCADA_IDS:
Modbus/TCP: Unauthorized request"; sid:10000002; priority:1;)
```

Výpis 2: Alert vygenerovaný pravidlem při pokusu o změnu hodnoty.

```
12/02-11:59:20.782511 [**] [1:10000002:0] SCADA_IDS: Modbus/TCP: Unauthorized request [**]
[Priority: 1] {TCP} 192.168.100.7:58669 -> 192.168.100.11:5020
```

Dále bylo vytvořeno pravidlo, které provádí kontrolu délky paketu, viz výpis 3. Pokud je maximální povolená délka paketu překročena, je vygenerován alert upozorňující na možný pokus o odepření služby, viz výpis 4.

Výpis 3: Pravidlo pro detekci příliš velkého paketu.

```
alert tcp any any <> $MODBUS_SERVER 5020 (content:"|00 00|"; dsize:>300; msg:"SCADA_IDS:
Modbus/TCP: Illegal Packet Size, Possible DoS"; sid:1000004; priority:1;)
```

Výpis 4: Alert při překročení maximálního limitu délky paketu.

```
12/03-06:43:17.499610 [**] [1:1000004:0] SCADA_IDS: Modbus/TCP: Illegal Packet Size,
Possible DoS [**] [Priority: 1] {TCP} 192.168.100.7:58669 -> 192.168.100.11:5020
```

3.2 DETEKCE BEZPEČNOSTNÍHO INCIDENTU – ZEEK (BRO)

V rámci demonstrace detekce anomálií byl také využit IDS systém ZEEK (BRO) [4], který mimo jiné podporuje práci s protokolem Modbus. Nejprve byla provedena instalace závislostí následovaná instalací systému ZEEK. V konfiguračních souborech byly pozměněny některé parametry k práci na experimentální síti, jako jsou zvolené rozhraní pro zachytávání síť ového provozu, definování adresy sítě apod. Pro práci s protokolem Modbus je zapotřebí definovat cestu ke zvoleným skriptům. Pro detekci anomálií byl vybrán skript "track-memmap.zeek", který byl doplněn o událost detekce operace Write Single Register (WSR). Na této operaci lze demonstrovat, že realizace DoS (Denial of Service) útoku na tuto operaci, může způsobit odepření služby.

Útok DoS na operaci WSR lze provádět zasíláním hodnoty z master zařízení na jeden vybraný registr v cyklu, dokud nedojde u slave zařízení k překročení výpočetních kapacit a odepření služby. Slave zařízení musí při této operaci odpovědět téměř stejnou zprávou, která byla odeslána z master zařízení. Tento útok může být dále prováděn z více master zařízení (DDoS, Distributed DoS), tím dochází k vyčerpání výpočetních kapacit dříve. Útok lze obdobně provádět zápisem hodnoty na jednotlivé registry v cyklu (zápis není prováděn pouze do jednoho vybraného registru). Tento typ útoku je hůře detekovatelný.

V rámci experimentálního testování byla zaměřena pozornost na operaci WSR a možnosti detekce zmíněných útoků na slave zařízení. K určení, zda se jedná o nestandardní provoz, je využit odestup (δ) mezi jednotlivými WSR operacemi realizovanými na jeden registr v paměti slave zařízení. K vytvoření rozhodovací prahové hodnoty (Δ) je využito několik (x) předcházejících operací, viz rovnice 1. V době "učení" je nutné zajistit kontrolu, zda se v síti nevyskytuje útočník. Z každé následující zprávy je získán odestup od předchozí zprávy (δ) a porovnán s prahovou hodnotou (Δ), viz rovnice 2. V případě splnění podmínky je vyhlášen poplach oznamující potenciální DoS útok. Aby bylo možné detekovat i potenciální DoS útok pomocí operace WSR i na více registrů (zápis je prováděn cyklicky na jednotlivé registry) je porovnáván odestup (δ) jednotlivého registru s předchozím odstupem stejného registru, viz rovnice 3. Pokud jsou tyto hodnoty s určitou odchylkou (r [%]) totožné, je vyhlášen poplach s upozorněním na možný DoS útok.

$$\Delta = \frac{\sum_{n=1}^{x} \delta}{x}$$
 [s] (1)

$$\delta < \Delta$$
 [-] (2)

$$\delta_{k-1} - r * \delta_k \le \delta_{k-1} + r * \delta_k \qquad [-] \qquad (3)$$

V rámci vytvořeného skriptu jsou jednotlivé rovnice implementovány. Pokud je některá z podmínek splněna je proveden záznam v rámci logu, viz výpis 5. V rámci experimentálního testování byla hodnota x natavena na hodnotu 10 a hodnota r byla nastavena na hodnotu 3 %. Nejprve dochází k vytvoření (naučení) prahové hodnoty (Δ) z prvních x (x=10) WSR operací, reprezentováno výpisem "ucim se". Během fáze učení však nastalo splnění podmínky definované rovnicí 3 (řádek 14). Ve sloupci "text" je proveden výpis "treshold se opakuje", který upozorňuje na potenciální zápis hodnot v cyklu. Po ukončení fáze "učení" (do řádku 15 včetně) dochází ke stanovení prahové hodnoty (viz sloupec treshold od řádku 16) a dochází tak k aplikaci rovnice 2, její splnění je reprezentováno výpisem "treshold prekrocen", který upozorňuje na zápis v neobvyklém intervalu. Zpráva, která nesplňuje ani jednu vytvořenou podmínku je reprezentována textem "zprava prijata".

Výpis 5: Zeek, zjednodušený log.

1	#path modbus_register_change								
2	#open 2020-02-29-07-07-55								
3	#fields ts	id.orig_p	id.resp_p	new_val	delta	<pre>src_addr</pre>	dst_addr	text	treshold
4	#types time	port	port	count	interval	addr	addr	string	interval
5	1582988875.499218	44373	5020	10	-	192.168.100.9	192.168.100.11	Navazano spojeni	-
6	1582988878.137259	59707	5020	10	2.638041	192.168.100.9	192.168.100.11	Ucim se	0.000000
7	1582988879.238013	40747	5020	10	1.100754	192.168.100.9	192.168.100.11	Ucim se	0.000000
8	1582988880.182552	47265	5020	10	0.944539	192.168.100.9	192.168.100.11	Ucim se	0.000000
9	1582988881.004920	47805	5020	10	0.822368	192.168.100.9	192.168.100.11	Ucim se	0.000000
10	1582988881.771920	38581	5020	10	0.767000	192.168.100.9	192.168.100.11	Ucim se	0.000000
11	1582988882.433527	53953	5020	10	0.661607	192.168.100.9	192.168.100.11	Ucim se	0.000000
12	1582988883.068828	37633	5020	10	0.635301	192.168.100.9	192.168.100.11	Ucim se	0.000000
13	1582988883.724617	49305	5020	10	0.655789	192.168.100.9	192.168.100.11	Ucim se	0.000000
14	1582988884.397594	42075	5020	10	0.672977	192.168.100.9	192.168.100.11	TRESHOLD SE OPAKUJE	0.000000
15	1582988884.972997	50889	5020	10	0.575403	192.168.100.9	192.168.100.11	Ucim se	0.000000
16	1582988885.625668	40575	5020	10	0.652671	192.168.100.9	192.168.100.11	TRESHOLD PREKROCEN	0.947378
17	1582988886.141697	49753	5020	10	0.516029	192.168.100.9	192.168.100.11	TRESHOLD PREKROCEN	0.947378
18	1582988888.328261	46409	5020	10	2.186564	192.168.100.9	192.168.100.11	Zprava prijata	0.947378
19	1582988889.939448	57977	5020	10	1.611187	192.168.100.9	192.168.100.11	Zprava prijata	0.947378

Vytvořený systém pravidel pomocí IDS Zeek je schopen detekovat DoS útok zaměřený na operaci WSR. Hlavní výhodou je vytvoření prahové hodnoty Δ , pro každý registr odlišně, pomocí které lze detekovat vyskytující se anomálie v síti. Vytvořený systém pravidel detekce DoS na operaci WSR je možné dále rozšířit o možnosti detekce pravidelně prováděných operací v rámci průmyslové sítě. V případě plánovaných a pravidelně prováděných operací lze detekovat, zda se daná operace skutečně provedla a nedošlo ke zpoždění nebo odstranění zprávy ze sítě.

4 ZÁVĚR

K zajištění bezpečnosti průmyslových sítí je zapotřebí využit různých mechanismů. Pro detekci signatur byl využít nástroj Snort, ve kterém byly definovány pravidla pro detekci určených IP adres master zařízení a pro detekci paketů přesahující maximální povolenou velikost. Za účelem demonstrace využití metod anomálií byl využit systém ZEEK, ve kterém byla vytvořena metoda pro detekci Write Single Register operace. Pro detekci anomálie je využit odestup přicházejících zpráv. Vytvořené metodiky detekce jsou schopny provádět detekci anomálií a bezpečnostních incidentů na základě získaných parametrů. Každý vygenerovaný alert je nutné prověřit a popřípadě definovat následná opatření, jak bude s detekovaným případem zacházeno. K zabezpečení průmyslových sítí je nutné použít více dostupných systémů, které zajišť ují/doplňují bezpečnost spolu s kombinací systémů detekující signatury a anomálie v síti. Včasná detekce může útoku efektivně zabránit, popřípadě provést bezpečné a řízené vypnutí systému a předejít tak ztrátě kontroly nad systémem.

REFERENCE

- [1] COLLANTES, Miguel Herrero a Antonio López PADILLA. Protocols and Network Security in ICS Infrastructures. *The Spanish National Institute for Cyber-security*. 2015.
- [2] SCADA MODBUS Protocol Vulnerabilities. *Cyberbit.com* [online]. 2017 [cit. 2019-10-29]. Dostupné z: https://www.cyberbit.com/blog/ot-security/scada-modbus-protocol-vulnerabilities/
- [3] KUCHAŘ, Karel. Vhodná strategie pro detekci bezpečnostních incidentů v průmyslových sítích [online]. Brno, 2019 [cit. 2020-02-14]. Dostupné z: https://www.vutbr.cz/studenti/zavprace/detail/123145. Semestrální práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav telekomunikací. Vedoucí práce Radek Fujdiak.
- [4] FACHKHA, Claude. Cyber Threat Investigation of SCADA Modbus Activities. 2019 10th IFIP International Conference on New Technologies, Mobility and Security (NTMS) [online]. IEEE, 2019, 2019, 1-7 [cit. 2020-03-02]. DOI: 10.1109/NTMS.2019.8763817. ISBN 978-1-7281-1542-9. Dostupné z: https://ieeexplore.ieee.org/document/8763817/

SPECIFIC ANOMALY DETECTION METHOD IN WIRELESS COMMUNICATION NETWORKS

Eva Holasová, Karel Kuchař

Master Degree Programme (2), FEEC BUT E-mail: xholas08@vutbr.cz, xkucha24@vutbr.cz

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

Abstract: This paper is focused on security problems in wireless networks covering on problems of security protocols like weak cipher in WEP (Wired Equivalent Privacy), dictionary attack in WPA (Wi-Fi Protected Access) and KRACK (Key Reinstallation attack) in WPA2. The structure of KRACK attack is described. Potential solution of KRACK is handling the network traffic especially with EAPOL (Extensible Authentication Protocol over LAN) frames is described, too. As a result security consists of multiple parts and it is important to both keep and update security level on every part of the network.

Keywords: Security, WEP, WPA, WPA2, KRACK, EAPOL

1 ÚVOD

Oblast bezdrátových sítí je v soušasné době hojně využívána. Pomocí bezdrátových sítí komunikují nově i domácí spotřebiče a může být využívána internetem věcí (IoT). Stejně jako jiné komunikační sítě tak i bezdrátové sítě přenášejí citlivá data, a proto je nutné komunikaci zabezpečit. Ke komunikaci se využívá rodina protokolů IEEE 802.11, která obsahuje několik komunikačních standardů. S každým novým standardem se zvyšuje míra zabezpečení komunikace mezi jednotlivými prvky sítě. Tyto standardy jsou ale zpětně kompatibilní, což může představovat bezpečnostní riziko.

2 EXPERIMENTÁLNÍ TESTOVÁNÍ

Bezdrátové sítě jsou složeny z přístupového bodu, ke kterému se připojují uživatelské stanice. Tyto stanice využívají ke komunikaci vybraný standard, který definuje možné způsoby zabezpečení. Na obrázku 1 část (a), jsou zobrazeny jednotlivé vektory útoku na části bezdrátové sítě. Vektor útoku na přístupový bod (1), vektor útoku na přenos dat (2), vektor útoku na uživatele a uživatelskou stanici (3) a vektor útoku z internetu (4). Bezpečnost bezdrátové sítě je závislá na vybraném šifrovacím standardu. K provedení experimentálního testování byla sestavena experimentální síť zobrazena na obrázku 1, část (b). Síť je složena z přístupového bodu komunikujícího s uživatelskou stanicí. K demonstraci bezpečnostních incidentů je využita stanice s virtualizovaným operačním systémem Kali Linux. Tato stanice je dále vybavena USB Wi-Fi adaptérem pracujícím v monitorovacím režimu. K provedení experimentálního testování byly využity nástroje, které jsou součástí vybraného operačního systému Kali Linux. Aby bylo možné zachytávát veškerý síť ový provoz, bylo využito příkazu *airmon-ng start wlan0*, který uvede bezdrátové rozhraní do monitorovacího režimu.

Experimentální testování bylo nejprve zaměřeno na bezpečnostní protokol WEP (Wired Equivalent Privacy), nutné využít standard IEEE 802.11g. K prolomení přístupové fráze je nutné zachytit síť ovou komunikaci šifrovanou pomocí WEP. K tomu je třeba získat číslo kanálu a BSSID (Basic Service Set Identifiers) přístupového bodu. Pro výpis těchto informací je využit příkaz *airodump-ng wlan0mon*. Následné zachytávání provozu je provedeno pomocí příkazu *airodump-ng -c [kanál] -bssid [mac]*



Obrázek 1: Vektory útoku (a), experimentální síť (b) [1].

-w [soubor] wlan0mon. K fake autentizaci je využit příkaz aireplay-ng -1 0 -a [mac] wlan0mon, kde je následně generován provoz pomocí ARP (Address Resolution Protocol) request/replay zpráv příkazem aireplay -3 -b [mac] wlan0mon. Po dosažení přenesení určitého množství zpráv (minimálně 10000 vektorů) lze prolomit klíč pomocí příkazu aircrack-ng -0 '[soubor]'.

Experimentální testování bylo provedeno obdobně pro bezpečnostní protokol WPA (Wi-Fi Protected Access). Postup je totožný, až na poslední příkaz. V případě WPA je nutné použít slovník, pomocí kterého bude přístupová fráze prolomena. Lze využít toho, že OS Kali Linux již obsahuje slovník "Rockyou". Poslední příkaz bude mít podobu *aircrack-ng -b [mac] -w /usr/share/wordlist/rockyou.txt [soubor]*.

Velkou část útoků zahajuje proces deautentizace, proto byl využit skript [2], který umožňuje detekovat deautentizační rámce, které se vyskytly v síti. Skript vyžaduje nástroj Scapy pro práci se síťovým provozem a nastavení Wi-Fi adaptéru do monitorovacího režimu. Výpis 1 zobrazuje výstup skritpu při zachycení deautentizačního rámce s cílem odpojit zařízení s MAC adresou *c0:d3:c0:dc:b8:53* od bezdrátové sítě.

Výpis 1: Zachycený deautentizační rámec.

```
1 [#] Deauthentication Packet : c0:d3:c0:dc:b8:53 <---> 04:d9:f5:ed:7b:a8 |
    Packets : 1
2 [#] Deauthentication Packet : 04:d9:f5:ed:7b:a8 <---> c0:d3:c0:dc:b8:53 |
    Packets : 4
```

3 SIMULACE ÚTOKU KRACK

Současně používané bezdrátové standardy IEEE 802.11 pracují s protokolem WPA2 (Wi-Fi Protected Access 2). Protokol využívá k autentizaci mechanizmus 4-way Handshake. Tento protokol je ale zranitelný na útok KRACK (Key Reinstallation attack). Útočník není schopen získat přístupovou frázi k bezdrátové síti, ani získat šifrovací klíč, který byl dohodnut během 4-way handshaku. Je ale schopen dešifrovat komunikaci mezi klientem a přístupovým bodem, a tak se dostat do komunikace. Tento útok má nejvyšší dopady v případě, že oběť nepoužívá AES-CCMP (Advanced Encryption Standard - Counter Mode Cipher Block Chaining Message Authentication Code Protocol), ale WPA-TKIP (Wi-Fi Protected Access - Temporal Key Integrity Protocol) nebo GCMP (Galois Counter Mode Protocol). Poté je možné nejen komunikaci odposlouchávat, ale i vytvářet a injektovat provoz. Aby bylo možné útok KRACK demonstrovat, bylo využito projektu [3] dostupného na [4]. Projekt obsahuje skripty, které jsou schopny detekovat, zda je síť odolná vůči simulovanému útoku.

Na obrázku 2 část (a) je znázorněn postup útoku KRACK na 4-way handshake. Útok využívá ustanovení MITM (Man In The Middle), který přeposílá první tři zprávy 4-way handshaku. Čtvrtou zprávu od klienta však nepřepošle na legitimní AP. Klient v domnění, že 4-way handshake proběhl úspěšně instaluje klíč relace PTK (Pairwise Transient Key) a začne posílat šifrovanou komunikaci směrem k AP přes MITM, který tuto zprávu opět nepřeposílá dále. Po vypršení časovače přijetí 4. zprávy legitimního AP, dochází k opětovnému zaslání zprávy 3 s inkrementovanou hodnotou replay counter (r). V reakci na tento stav dochází na klientské stanici k reinstalaci PTK klíče a odeslání zašifrované 4. zprávy. Tato zpráva je předána legitimnímu AP k dokončení 4-way handshaku. MITM nyní provede XOR operaci mezi původní 4. zprávou a šifrovanou 4. zprávou (červeně vyznačené) k získání keystreamu. Získaný keystream je využit k šifrování a dešifrování následujících zpráv (zeleně vyznačené).



Obrázek 2: KRACK útok [3] (a), experimentální sít pro využití python skriptu (b).

K demonstraci detekce pokusu o KRACK útok bylo využito toho, že je nutné, aby legitimní AP zopakoval 3. zprávu 4-way handshaku dvakrát a tím klient po druhé vygeneroval zprávu 4, za účelem detekce bylo navrženo síť ové zapojení zobrazeno na obrázku 2, část (b). Toto chování lze na síti detekovat pomocí síť ového rozhraní v monitorovacím režimu. K detekci tohoto chování byl vytvořen skript využívající programovací jazyk Python. Skript využívá nástroje Scapy, který umožňuje zachytávání a následnou práci se síť ovým provozem v režimu sondy síť ového provozu. Pravidlo s filtrací EAPOL (Extensible Authentication Protocol over LAN) rámců, viz výpis 2. Po zachycení EAPOL rámce dojde k zaznamenání počtu pokusů komunikace mezi AP a klientem, výstup viz výpis 3.

```
Výpis 2: Zachytávání síť ového provozu s filtrací.
```

```
sniff(filter="wlan proto 0x888e", prn=detection)
```

1

```
Výpis 3: Výstup skriptu pro zachycení EAPOL rámců.
```

```
root@kali:~/PycharmProjects/detection# python3.7 eapol.py
1
2
       Zdrojova adresa: C0:D3:C0:DC:B8:53
3
       Cilova adresa: 04:D9:F5:ED:7B:A8
4
       ID:
            14849
5
       Typ:
            2
6
       BSSID: 04:D9:F5:ED:7B:A8
7
       Komunikace zachycena: 1 x
```

Tento skript lze dále rozšířit o následnou deautentizaci a přimět tak obě legitimní strany opětovně provést 4-way handshake pro ustanovení nového klíče relace, viz obrázek 3. V síti bude akceptován pouze 4-way handshake, který proběhl úspěšně na první pokus. Aby nevznikla přílišná zátěž sítě lze dále využít skript pro detekci zranitelnosti na KRACK útok a vyžadování 4-way handshaku na první pokus by bylo aplikováno pouze pro zařízení s potenciální zranitelností.



Obrázek 3: Princip skriptu detekující podruhé zaslanou čtvrtou zprávu 4-way handshaku.

4 ZÁVĚR

Bezdrátové sítě jsou stále více používány a je nutné udržovat jejich zabezpečení na co nejvyšší úrovni. Práce se nejprve zaměřuje na prolomení bezpečnosti WEP a WPA pomocí nástroje aircrack-ng. V protokolu WPA2 byla nalezena zranitelnost KRACK využívající chybu v 4-way handshaku. Proti tomuto útoku lze síť chránit například pomocí detekce opětovného zaslání zprávy tři a čtyři 4-way handshaku, které je představeno v této práci. Pro zvýšení bezpečnosti bezdrátových sítí lze také využít zachytávání deautentizačních rámců.

Velkou výhodou a zároveň nevýhodou bezdrátových sítí je jejich volné šíření prostorem. Pro adekvátní zabezpečení je nutné dbát jak na uživatelskou část zabezpečení, tedy definovat určité požadavky na vytvořené heslo, tak i na zabezpečení poskytnuté samotným standardem. Pro zabezpečenou sít je vhodné nastavit nejsilnější úroveň zabezpečení, zvolit silnou přístupovou frázi a umístit do sítě IDS/IPS (Intrusion Detection System/Intrusion Prevention System) systém, nebo WIDS/WIPS (Wireless Intrusion Detection System/Wireless Intrusion Prevention System) systém, k zaznamenání nedovoleného chování v síti. Popřípadě používání dalších skriptů ke kontrole vybraných parametrů.

REFERENCE

- [1] HOLASOVÁ, Eva. Specifické metody detekce anomálií v bezdrátových komunikačních sítích [online]. Brno, 2019 [cit. 2020-02-18]. Dostupné z: https://www.vutbr.cz/studenti/zavprace/detail/123144. Semestrální práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav telekomunikací. Vedoucí práce Radek Fujdiak.
- [2] Wireless_scripts: deauthentication_detector.py [online]. [cit. 2019-12-08]. Dostupné z: https://github.com/surajsinghbisht054/wireless_scripts/blob/master/deauthentication_detector.py
- [3] VANHOEF, Mathy. Key Reinstallation Attacks: Breaking WPA2 by forcing nonce reuse. Key Reinstallation Attacks [online]. KU Leuven, 2017 [cit. 2019- 11-26]. Dostupné z: https://www.krackattacks.com/
- [4] Krackattacks-scripts. GitHub [online]. [cit. 2019-12-17]. Dostupné z: https://github.com/vanhoefm/krackattacks-scripts

COEXISTENCE OF LORA AND WI-FI IN THE 2.4 GHZ BAND

Filip Kaučiarik

Master Degree Programme (2nd), FEEC BUT E-mail: xkauci00@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Ladislav Polák

E-mail: polakl@feec.vutbr.cz

Abstract: This paper deals with the study of coexistence between LoRa and Wi-Fi systems in the non-licensed 2.4 GHz RF bands. An appropriate laboratory measurement workplace is realized to measure the performance of LoRa on physical (PHY) layer level in terms of packet error ratio (PER). The functionality of the proposed concept is verified by a set of experimental measurements, where different coexistence scenarios are considered.

Keywords: LoRa, Wi-Fi, LPWAN, coexistence of wireless systems, RF measurements, PER

1 INTRODUCTION

Interest about the Low Power Wide Area Networks (LPWANs) in the field of industry is rapidly increasing [1]. Technology Long-Range (LoRa) [2] is one of the flagships of LPWANs, which can fulfill the main requirements of the Internet of Things (IoT) applications, closely connected with LPWAN. LoRa, originally developed for sub-1 GHz radio frequency (RF) bands, allows to realize reliable long-range communication link with low data rate and low received power. In 2017, the Semtech Company has released new transceivers with a support of LoRa technology. It enables to realize long-range point-to-point data rate communication in the 2.4 GHz Industry, Scientific and Medical (ISM) bands [3]. Currently, this unlicensed RF band is dominantly utilized by Wireless Local Area Networks (WLANs), also known as Wi-Fi. Hence, in the future, a massive presence of LoRa-based devices in the 2.4 GHz RF bands can cause unwanted coexistence scenarios for WLAN-based devices and vice versa.

In this work, performance of the LoRa system influenced by WLAN using IEEE 802.11b technology on physical (PHY) layer level is studied. For this purpose, an appropriate laboratory measurement workplace is proposed and realized. Evaluation of the influence of the interfering Wi-Fi signal on the LoRa signal, thanks to the adopted measurement methodology, is possible in terms of packet error ratio (PER) [4].

2 COEXISTENCE OF LORA AND WI-FI

Depending on the channel bandwidth and working frequencies of the LoRa and Wi-Fi RF signals, three kinds of coexistence scenarios can be defined: co-channel, in-band and adjacent channel [4]. All these scenarios are illustrated in Fig. 1. Co-channel scenario represents the worst-case scenario, when working frequencies of the interfering and interfered RF signals are the same. In the case of in-band scenarios, services of both wireless systems are provided at different frequencies, but the interfered RF signal can be fully or partly overlapped with the interfering one. The distance between the RF signals is called frequency offset (in this work marked as Δf). Finally, when a guard band (GB) [5] with a small width is available between the RF spectra (interfering and interfered), then adjacent (sometimes called out-band) coexistence scenario can occur.

In this work, the attention is devoted to co-channel and in-band coexistence scenarios. All the presented results are the preliminary outputs of the master thesis.



Figure 1: Possible coexistence scenarios between LoRa and Wi-Fi services in the 2.4 GHz ISM bands (In this work, it is assumed that the Wi-Fi signal has a fixed working frequency.)

3 MEASUREMENT SETUP

Block diagram of the laboratory measurement setup, realized to measure performance of LoRa affected by the interfering Wi-Fi signal, is depicted in Fig. 2. Its basic concept is originating from [5]. The 2.4 GHz LoRa RF signal is generated by the LoRa SK-iM282A Long Range radio starter kit. It consists of two modules (transmitter-TX and receiver-RX) and both of them are connected with a personal computer (PC). It has an installation of application WiMOD LR Studio for easy set of system parameters (etc. frequency, bandwidth, spreading factor (SF) and signal level) and control of both LoRa modules. The IEEE 802.11b/n-based Wi-Fi signal, according to the considered system parameters, is generated by the Rohde & Schwarz (R&S) SMU 200A arbitrary signal generator. In this work, the power level of RF signals is marked as C (LoRa signal) and I (Wi-Fi signal), respectively. An attenuator is used to control the value of C (the used application allows to select values only between -18 and 8 dBm). In the next step, both RF signals are combined in using a Wilkinson power combiner (the additional loss is around 8 dB) and then split into two paths. First path is led to the R&S FSQ spectrum analyzer used to control the value of Δf and measure the exact values of C and I in the considered channel bandwidth. The second one is led to the LoRa RX. It is connected with the PC, in which application WiMOD LR Studio allows to monitor parameter packet error ratio (PER) used to evaluate the performance of LoRa system.

3.1 MEASUREMENT METHODOLOGY

The Wi-Fi immunity of LoRa is evaluated in terms of PER related to the protection ratio (*PR*) for LoRa [5]. Parameter *PR* is calculated as *PR* [dB] = *C* [dBm] – *I* [dBm]. In this work, we consider C = -85 dBm, measured at RX, for all measurements. The value of *I* from -100 dBm is gradually increasing until a value, where threshold of 10% PER is achieved. Such PER value is the limit for a reliable LoRa communication link [4]. At this point, the *PR* is calculated. The whole measurement is repeated for various LoRa/Wi-Fi system configurations as well as for different Δf values.



Figure 2: Block diagram of the laboratory measurement setup to measure LoRa/Wi-Fi coexistence

4 EXPERIMENTAL RESULTS

Results from the experimental measurements are shown in Figure 3, where $\Delta f = 0$ MHz and $\Delta f > 0$ MHz denote co-channel and in-band coexistence scenarios, respectively. From the trend of *PR* curves is obvious that the increasing values of Δf results in lower *PR* values. The overall results show that the LoRa signal with a configuration of high SF and low bandwidth (*BW*) has the highest resistance against interferences while a configuration of low SF and high *BW* has the lowest resistance against the interfering Wi-Fi signal.





Figure 3: Co-channel and in-band coexistence scenarios: dependence of *PR* and Δf for different configurations of the LoRa (bandwidth of {200, 400, 1600} kHz; SF values of {5, 7, 10, 12}; code rate of 4/5) and Wi-Fi systems (IEEE 802.11b, code rate of 1/2; DBPSK modulation; bandwidth of 22 MHz).

5 CONCLUSION

This short paper focused on the coexistence issues that can occur between LoRa and Wi-Fi systems in the 2.4 GHz ISM bands. For the PHY-based performance measurement of the LoRa signal influenced by Wi-Fi, a laboratory measurement workplace was proposed and realized. Its functionality was proved by a set of measurements.

Work on the master thesis will continue with the performance study of LoRa interfered by IEEE 802.11n-based Wi-Fi signal at all the presented coexistence scenarios.

ACKNOWLEDGEMENT

This work was supported by the Ministry of Education, Youth and Sports (MEYS) of the Czech Republic project no. LTC18021 and by the BUT internal grant project no. FEKT-S-20-6325.

REFERENCES

- RAZA, Usman, Parag KULKARNI a Mahesh SOORIYABANDARA. Low Power Wide Area Networks: An Overview. vol. 19. 2017, 19(2), 855-873. DOI: 10.1109/COMST.2017.2652320. ISSN 1553-877X. Available from: http://ieee explore.ieee.org/document/7815384/
- [2] LORA ALLIANCE. LoRaWANTM, A technical overview of LoRa® and LoRaWANTM [online]. 2015 [cit. 2019]. Available from : <u>https://lora-alliance.org/sites/default/files/2018-04/what-is-lorawan.pdf</u>
- [3] SEMTECH. SX1280/SX1281/SX1282 Long Range, Low Power, 2.4 GHz Transceiver with Ranging Capability [online]. 2019 [cit. 2019]. Available from : https://semtech .my.salesforce.com/sfc/p/#E0000000JeIG/a/2R000000HTI4/iC61OCzFMHKJg6nnANoLXi E4TSEwP4woESSy65A.mVg
- [4] SEMTECH. Application Note: Wi-Fi Immunity of LoRa® at 2.4 GHz [online]. 2017 [cit. 2019]. Available from: https://semtech.my.salesforce.com/sfc/p/#E0000000JelG/a/4400 0000MDcO/Ll4bon.4HPwcyXv9fegcfcgbpvLYd7Lx_aZLMzYNLIQ
- [5] POLAK, Ladislav a Jiri MILOS. Performance analysis of LoRa in the 2.4 GHz ISM band: coexistence issues with Wi-Fi. *Telecommunication Systems*. 2020. 2020. DOI: 10.1007/s11235-020-00658-w. ISSN 1018-4864. Available from : http://link.springer. com/10.1007/s11235-020-00658-w

INFLUENCE OF PHYSICAL PARAMETERS AND AGE OF POWER LINES ON PLC/BPL PERFORMANCE AND RELIA-BILITY

Lukáš Benešl

Master Degree Programme (2), FEEC BUT

E-mail: xbenes44@vutbr.cz

Supervised by: Petr Mlýnek

E-mail: mlynek@feec.vutbr.cz

Abstract: The power grid conditions in distribution networks are usually unknown and the issue is missing knowledge of current technical condition of power cables. Distribution system operator need to know the consumption and other measuring values closer to the customer. The Broadband Powerline Technology (BPL) provides cost-effective way to realize communication with the possibility of current infrastructure. This technology could be as communication channel and simultaneously diagnostic tool.

Keywords: power line communication, cable diagnosis, power cable

1 ÚVOD

Power line communication (PLC) technologie je na trhu již řadu let a našla si své místo. Distribuční poskytovatelé elektrické energie ji začleňují do své stávající infrastruktury s ohledem na to, že v určitých případech je to jediná komunikační možnost. Distribuční trafostanice (DTS) jsou často ve sklepních prostorech a není možné prozatím vybudovat optické sítě anebo prodloužit signál 4G/LTE. Obě možnosti jsou také značně finančně nákladné vůči PLC. V případě, že je použita PLC technologie na silovém kabelu, distributor má k dispozici v reálném čase stav jednotlivých kabelů. Jedná se o aktivní online metodu diagnostiky. Začleněním technologie do infrastruktury dostává distributor kontinuálně data o svých kabelech, z nichž lze vytvořit koeficient predikující životnost jednotlivého kabelu. Dále technologie umožní přenos potřebných měřených veličin až na úroveň řízení. Při instalaci je možné odhalit problematické úseky či vadnou spojku kabelu.

2 BPL TECHNOLOGIE JAKO DIAGNOSTICKÝ NÁSTROJ

V současné době je kladen vysoký důraz na kvalitu a kontinuálnost dodávky elektrické energie. Jedním z hlavních aspektů kvality distribuční soustavy jsou minimalizace počtu odstávek. Proto mají distribuční společnosti k dispozici pohotovostní jednotky, které pracuji nepřetržitě [1]. Podle napěťových úrovní lze kabely rozdělit na:

- 1. Kabely NN s následujícími nejčastějšími poruchami:
 - Nejčastější příčinou je mechanické poškození pláště a izolace vodiče. Často dochází k poškození cizím zaviněním při provádění zemních prací a nedodržením ochranného pásma kabelu.
 - b. Další příčinou může být špatné provedení pokládky anebo zavlečení atmosférického přepětí po úderu blesku. K poruše dochází i po několika měsících. Následkem vlhkosti a proudového zatížení dochází k oxidaci jádra, jeho rozpadu a přerušení.
 - c. Nastává i případ nekvalitně vyrobeného kabelu při výrobě.

- 2. Kabely VN s následujícími nejčastějšími poruchami:
 - a. Častou příčinou je porucha armatury nebo navlhlá a zteřelá izolace.
 - b. U starších typů kabelů s napuštěnou papírovou izolací bývá příčinou působení částečných výbojů vlivem nedostatku impregnační hmoty.

Prozatím nejúčinnějším způsobem je pravidelná a preventivní údržba, která předchází společnosti vzniku závad a včasnou výměnou kabelu se minimalizuje dopad možných odstávek. Tento proces je však nákladný a neefektivní. Použitím aktivní online metody je možné zjistit aktuální informace o kabelu v reálnem čase. Velkou výhodou tohoto přístupu je fakt, že neomezuje žádným způsobem provoz dané kabelové trasy. Díky tomu se zvyšuje využitelnost. Diagnostika tím pádem probíhá kontinuálně a může odhalit stavy, které se při sporadickém měření projevit nemusí. Stálým kontinuálním sledováním kabelů a sítě se zvyšuje bezpečnost a lze okamžitě reagovat v případě poruchy. Mezi nevýhody lze zařadit fakt, že se uživatel musí spokojit pouze se signály dostupnými za plného provozu. Ty mohou být méně vypovídající, data pro analýzu mohou být složitější na zpracování a interpretace výsledků nemusí být zcela správná [2].

Obdobným způsobem se již zabývají autoři článku [3], kde poukazují, že má vliv stárnutí kabelového dielektrika, lokální slabá místa v kabelech a částečné výboje. Výsledky jsou popsány, jak z teoretického hlediska, tak z praktického měření. Využití strojového učení pro diagnostiku popisuje autor [4] článku. Korelací těchto parametrů lze využít technologii variantněji.

2.1 ODHALENÍ PROBLÉMOVÉHO ÚSEKU

Díky spolupráci s distribuční společností E.ON bylo provedeno experimentální měření v Brněstředu, kde je nasazena BPL technologie pro automatizaci trafostanic. Nainstalováním BPL technologie byl odhalen problematický kabelový úsek v lokalitě Brno – Střed mezi dvěma trafostanicemi. Proto byla provedena napěťová zkouška za pomocí kabelového vozu.



Obrázek 1: Snímek z měření kabelovým vozem

Obrázek 1**Obrázek 1** znázorňuje konkrétní měření dané kabelové trasy. Na obrázku je zachyceno několik výbojů v první třetině kabelu. Výboje se objevily na všech třech měřených napěťových hladinách. Dle metodiky měření s nejvyšší pravděpodobností spojka nebo plášť kabelu obsahuje vlhkost. Tangens delta znázorňuje míru průsaku mezi pláštěm a fází. Tím se dostává částečný výboj skrz izolaci do plášťového stínění. Kapacitním vazebním členem se navýšila celková kapacita, a tím vzniká více částečných výbojů. Kabelová trasa je provozuschopná, avšak musí se využívat s určitým rizikem. Z měření plyne, že zvlhlá spojka funguje, jako vysokofrekvenční filtr, díky čemuž je znemožněna komunikace v oblasti 2–30 MHz na kterém komunikuje BPL technologie. Z tohoto důvodu byla spojka vyměněna.



Obrázek 2: Rozhodovací úrovně tangens delta

Společnosti E.ON a ČEZ stanovili rozhodovací úroveň pro detekci vlhkosti, viz Obrázek 2. Měřený úsek tuto mezní hodnotu převýšil. Dle **Tabulka 1** vidíme, že bylo zaznamenáno celkem 6 výbojů. Všechny tyto nuance napovídají, že kabel, respektive spojka není v dobré kondici a bylo by vhodné je vyměnit.

$$TD(U_0) - TD(2xU_0) > 0.05$$
 (1)

Tabulka 1: Měření výbojů – problematický úsek

Vzdálenost	Vybíjení
82,40 m	8145,4 pC
166,40 m	7792,2 pC
186,40 m	7667,5 pC
214,40 m	8332,4 pC
224,80 m	7771,4 pC
602,40 m	10285,7 pC



Obrázek 3: Diagnostika pomocí BPL po výměně spojky

Po výměně spojky již bylo možné navázat komunikaci, jak vyplývá z výše položeného obrázku**Chyba! Nenalezen zdroj odkazů.**, avšak rychlost byla časově volatilní. Přenosová rychlost byla měřena ve směru Server-Client a Client-Server. Ve směru Server-Client byla přenosová rychlost většinu měření v okolí 6 Mbps, avšak nastal prudký propad rychlosti až pod 2 Mbps. V opačném směru se rychlost držela okolo 1 Mbps, na konci měření rychlost prudce stoupla a znovu klesla. Použitím modifikovaného BPL modemu s upraveným komunikačním spektrem v oblasti 0,75-5 MHz již bylo dosaženo přenosové rychlosti přibližně 7,5 Mbps ve směru Server-Client a v opačném směru přes 8 Mbps. Průběh modifikovaného BPL je znázorněn na obrázku 4.



Obrázek 4: Diagnostika pomocí BPL – modifikovaný modem

Měřená topologie byla point-to-point, kde bylo využito dvou BPL modemů a dvou přenosných počítačů, z nichž byl jeden jako client a druhý jako server. Pro testování bylo využito měřicího nástroje iPerf 3.0, který měří přenosovou rychlost. Schéma topologie je vyobrazeno na následujícím obrázku.



Obrázek 5: Schéma měřené topologie

ZÁVĚR

Distributoři hojně využívají BPL technologii pro přenášení dat z významnějších DTS stanic, a tím se nabízí sekundární využití pro diagnostiku. Ze získaných dat z geografického informačního systému (GIS) mají distributoři záznamy o kabelech, jejich délkách a počtech spojek, z nichž lze vybírat vhodnější lokality pro instalaci. Tam, kde jsou již modemy instalovány, lze vyčíst informace na každé kabelové trase z hlediska komunikace, a to především hodnoty Signal-to-Noise ratio (SNR), Bit Load Estimate (BLE), maximální rychlost komunikace měřena například pomocí nástroje iPerf 3.0 a další zjistitelné hodnoty. Veškeré hodnoty poukazují na aktuální stav kabelu. Tyto informace lze následně využít k vypočtu pomocného koeficientu určujícího kvalitu dané kabelové trasy. Data lze využití pro preventivní údržbu, a tedy vyměnit problematický úsek s předstihem. Online diagnostikou lze docílit variabilnějšího přehledu. Využití této metody zahrnuje vývoj metodiky pro výpočet koeficientu kvality kabelu. V budoucnu by bylo možné vyvinout diagnostický nástroj, který by dokázal odhalit závady. K tomu by bylo zapotřebí vývoje, jak hardware, tak software. Potenciál využití projevili distribuční společnosti nejen v tuzemsku, ale také ve světě. Z těchto důvodů má daná problematika budoucnost.

REFERENCE

- [1] ŠEBESTOVÁ, K. Kabelové měřicí vozy. E.ON Czech [online]. 2013, číslo 10 [cit. 2020-03-12], p. 10–11. Dostupné z: https://issuu.com/josefdrapal/docs/magazin_eon_czech_rijen
- [2] Rozdíly a přínosy online diagnostiky ve srovnání s offline metodami: ČK CIRED 2019. Editoval Šťastný, L., Beneš, B., Zaorálek, J., Lojek, D. 2019.
- [3] N. Hopfer, H. Rezaei, M. Zdrallek, M. Krampf, F. Karl and U. Dietzler, "Analysis of Broadband PLC Characteristics as a Second Use Case for Distribution System Operators," 2019 IEEE International Symposium on Power Line Communications and its Applications (IS-PLC), Praha, Czech Republic, 2019, pp. 1-6.
- [4] Y. Huo, G. Prasad, L. Lampe and V. C. M. Leung, "Cable Health Monitoring in Distribution Networks using Power Line Communications," 2018 IEEE International Conference on Communications, Control, and Computing Technologies for Smart Grids (SmartGridComm), Aalborg, 2018, pp. 1-6.

DESIGN AND IMPLEMENTATION OF NETWORK COLLECTOR

Jaroslav Bosela

Master Degree Programme (2), FEEC BUT E-mail: xbosel00@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Vaclav Oujezsky E-mail: oujezsky@feec.vutbr.cz

Abstract: This article presents a part of our project focused on developing a network collector and analyzer. It is a Python application used to collect and analyze NetFlow version 9 messages. With this article, an underlying schema and code of the application are described.

Keywords: Analyzer, collector, network, NetFlow, python

1 INTRODUCTION

In today's world, it's essential to analyze and collect network traffic. Such analysis gives us important information, which is needed for various functions and purposes. In the early stage of Internet networks were analyses primarily used for better routing, network speed rising, and improvement for the whole transmission. With the enormous growth of users and transmission point in today's time, the need for more extensive use of this information has risen. Analysis with this information has begun to use in detection of security risk, expose weak spots in network and network behavior as the entire thing. For this analysis, we use export network protocols, such a NetFlow [1] and IPFIX (Internet Protocol Flow Information Export) [2], which are most common in use. These protocols help network administrators and experts to detect vulnerable network nodes, their abnormal behavior, or check atypical traffic run. Export network protocols also provide us information about inner and outer incidents, improve the whole network process, and take care of a balanced load of the network. This article focuses on Cisco's network export protocol named NetFlow, in version 9 [3].

The output of NetFlow is a flow record. The most recent version of the NetFlow flow record format is NetFlow version 9. The characteristic of the NetFlow Version 9 format is that it is template-based. A template defines a collection of fields, with corresponding descriptions of structure and semantics [4]. The principle of reading and parsing data depending on the template is the most important work on the collector, described in the following section.

2 NETWORK COLLECTOR

The NetFlow network collector is being developed in Python version 3. Currently, support for Net-Flow messaging version 9 is under development. The development of NetFlow version 1 and 5 processing is now complete [5]. The program listens for incoming NetFlow reports on individually selected port. The port number can be changed. The port number 4710 is selected by default. The entire socket consists of all interfaces and addresses on the device and of the selected port number.

The program automatically stores information about a traffic to the sqlite3 database file. The database file is deleted by default from the program's beginning. The preservation of historical data in the database can be changed with the configuration file.

2.1 THE PROCESSING OF NETFLOW 9

Designing and processing of NetFlow version 9 is considerably more difficult. In this version, dynamic templates are used to determine what will be contained in custom NetFlow messages. The code is designed based on the standard and is structured into classes for clarity. The NetFlow header is constant and includes information about the NetFlow version and templates, Figure 1.

```
class Header
  def __init__(self,data):
     pack = struct.unpack("!HHIIII", data[:self.length])
     self.version = pack[0]
     self.count = pack [1]
     self.uptime = pack [2]
     self.timestamp = pack[3]
     self.sequence = pack [4]
     self.source_id = pack [5]
```

Figure 1: Class for processing the packet header.

```
class Data_Flow_Set:
    def __init__(self, data, template):
        pack = struct.unpack("!HH", data[:4])
       self.template_id = pack[0]
        self.length = pack[1]
        self.flows = []
       offset = 4
        template = templates[self.template_id]
           padding_size = 4 - (self.length \% 4)
class Template_Field:
   def __init__(self, field_type, field_length):
       self.field_type = field_type
            self.field_length = field_length
class Template_Flow_Set:
   def __init__(self, data):
       pack = struct.unpack("!HH", data[:4])
        self.flowset_id = pack[0]
       self.length = pack[1]
        self.templates = {}
        offset = 4
class Export_Packet:
   def __init__(self, data, templates):
       self.header = Header(data)
       self.templates = templates
       self.flows = []
       offset = 20
```

Figure 2: Classes for processing the templates.

The Data_Flow_Set class, Figure 2, defines the sequence of data from the packet, which needs to be unpacked and looked into it. The template_id is filled, with an identifier of the template used in sequence, the length field with a length of flow set, other fields are filed as RFC (Request for Comments) definition says for format padding. The template field is a definition template by identifier from the previous field and is used in the following class. The Template_Field class defines type and length from template definitions, also the next defined Template_Flow_Set class brings flow set template, which can be used for carrying other templates used in traffic flow.

```
import socketserver
import NetFlowV9_collector
import ExportPacket
def get_server(cls, host, port):
    logging.info("Listening on {}:{}".format(host, port))
    server = socketserver.UDPServer((host, port),cls)
    return server
```

Figure 3: Algorithm to run the NetFlow collector.

The Export_Packet class describes the version of a packet that needs to be imported into the main file, where it is used for export to final data. This class contains header data, template, and flow data from previous classes.

The presented code introduces the main important parts of the classes and imports from the main file, as NetFlow collector, socket server, which is used for listening on ports, and export packet with the template, header, and flow data coming from exporter to collector.

The code presented in Figure 3 is used to start the socket listener on UDP (User Datagram Protocol) port and to get exported data, the length of these data, source ports, and IP (Internet Protocol) address.

3 CONCLUSION

Within this article, a network collector has been introduced that is being developed in Python to enable the processing of NetFlow messages in version 9. The basic concept of the network collector and its properties and possibilities were introduced in the paper. Once the collector is complete, a program extension will be developed to implement its own algorithms for detecting traffic anomalies.

ACKNOWLEDGEMENT

Research described in this paper was financed by the grant of the Ministry of the Interior of the Czech Republic, Program of Security Research, VI20192022135, PID VI3VS/746 "Deep hardware detection of network traffic of next generation passive optical network in critical infrastructures".

REFERENCES

- [1] "Introduction to cisco ios netflow a technical overview," 2012. [Online]. Available: http://www.cisco.com
- [2] "Specification of the ip flow information export (ipfix) protocol for the exchange of flow information," 2013. [Online]. Available: https://tools.ietf.org/html/rfc7011
- [3] J. Bosela, "Implementation of internet protocol in python," Master's thesis, Brno University of Technology, 2019.
- [4] "Cisco systems netflow services export version 9," 2004. [Online]. Available: https://www.ietf.org/rfc/rfc3954.txt
- [5] "Gdp netflow collector," 2016. [Online]. Available: nsr.utko.feec.vutbr.cz/software.php

MANAGING RISKS ACCORDING TO ISO/IEC 27001

Veronika Doubková

Master Degree Programme (2), FEEC BUT E-mail: vdoubkov00@vutbr.cz

Supervised by: Tomáš Horváth E-mail: horvath@feec.vutbr.cz

Abstract: This paper is dealing with risk assessment on a organization scope using Verinice. Verinice is a open-source tool for managing information security risks and creating risk assessment complying with ISO/IEC 27000 series. Based on risk assessment are implemented security precautions for lowering risks in optical fiber networks.

Keywords: Information Security Management System (ISMS), Software Verinice

1 ÚVOD

Optická vlákna tvoří páteřní sítě všech moderních telekomunikačních sítí, ať už se jedná o datové, hlasové, bezdrátové, televizní nebo jiné přenosy. Organizace v prostředí kybernetické bezpečnosti usilují o bezpečnost informací a dat přenášených v optických sítích. S počátečním zavedením optických sítí se předpokládalo, že jsou bezpečné. S postupem času se však ukázalo, že i tyto sítě jsou rizikové a je potřeba zavádět bezpečnostní opatření ke snížení rizik. Ekonomiky a společnosti patřící do kritické infrastruktury jsou přímo nuceny zákonem o kybernetické bezpečnosti zavádět systém řízení bezpečnosti informací. V tomto směru je využita sada norem řady ISO/IEC 27000 pro oblast bezpečnosti informací.

2 SYSTÉM ŘÍZENÍ BEZPEČNOSTI INFORMACÍ

Zavedení systému řízení bezpečnosti informací je pro organizace patřící do kritické informační infrastruktury nutností vyplývající ze zákona č.181/2014 Sb., o kybernetické bezpečnosti, a jeho prováděcích předpisech [1].

Pro každou organizaci je klíčová bezpečnost informací, znamenající uplatnění obecných bezpečnostních opatření a postupů sloužících k zajištění ochrany před ztrátou integrity, dostupnosti a důvěrnosti. Systém řízení bezpečnosti informací, dále jen ISMS, představuje základní přístup pro vytvoření podmínek v organizaci, které zajistí potřebnou ochranu informací před ztrátou důvěrnosti, dostupnosti a integrity. ISMS lze aplikovat jak na celou organizaci, tak na organizační složku v rámci organizace nebo na specificky určený komunikační a informační systém. Procesem a řízením rizik v kybernetické bezpečnosti zaměřené na organizace se specifikuje sada norem ISO/IEC 27000 [2].

3 SOFTWARE VERINICE

Je Open Source nástroj pro řízení rizik bezpečností informací a tvorbu ISMS v souladu s řadou norem ISO 27000, umožňující následující procesy [3]:

- řízení rizik podle ISO/IEC 27005 Řízení rizik bezpečnosti informací,
- importování vlastního katalogu rizik a součástí ve formátu XML,
- exportování vytvořeného katalogu rizik ve formátu .VNA.

3.1 PROCES ŘÍZENÍ RIZIK BEZPEČNOSTI INFORMACÍ

Software Verinice umožňuje modelovat celý proces řízení rizik bezpečnosti informací a následné hodnocení rizik, dle automatické metriky stanovené softwarem. Výstupem ze softwaru je registr rizik obsahující výsledky hodnocení rizik, identifikovaná rizika pro všechna aktiva, dále pak matice rizik, znázorňující hodnoty rizik, která jsou pro organizaci přijatelná, mírná nebo nepřijatelná. V případě mírných nebo nepřijatelných rizik následuje ošetření rizik. V tomto případě by měla být vybrána vhodná opatření pro snížení rizik.

Prvním krokem v procesu řízení rizik je stanovení kontextu zahrnující určení základních kritérií pro řízení bezpečnosti informací, definici rozsahu a hranic, a stanovení příslušné organizační struktury pro řízení rizik bezpečnosti informací. Dále se posuzují rizika, tato činnost zahrnuje identifikaci rizik, analýzu rizik a vyhodnocení rizik. Posouzení rizik zahrnuje hodnotu informačních aktiv, identifikují se možné hrozby a zranitelnosti, které existují nebo by mohly existovat. Pokud je dostatek informací pro efektivní určení akcí nutných k modifikaci rizik na přijatelnou úroveň, pak je úkol splněn a následuje ošetření rizik. Pokud se organizace rozhodne pro důkladnější posouzení, nebo chybí dostatek informací, tento proces se opakuje. Výstupem posouzení rizik je seznam hodnocených rizik [2].

Po této fázi následuje ošetření rizik, jedná se o neustálý opakující se cyklus. Opakování vede k zajištění, že rizika s vysokou úrovní jsou náležitě posouzena. Vstupem je seznam rizik, kterým byla přidělena priorita podle kritérií pro hodnocení rizik v souvislosti se scénáři incidentů. Měla by být vybrána vhodná opatření pro snížení rizik, podstoupení, vyhnutí se nebo sdílení rizik s vypracovaným plánem pro ošetření rizik. Ošetření rizik nemusí vést k okamžité přijatelnosti úrovně zbytkového rizika. Zbytkové riziko je takové riziko, které zůstává i po zavedení příslušných opatření, ale je snížen na příslušnou úroveň a nadále se monitorují. Výstupem ošetření rizik je plán ošetření rizik a zbytková rizika, která vyžadují rozhodnutí vedoucího pracovníka organizace pro jejich akceptaci. Dále následuje akceptace rizik. Zde by měla být učiněna formální rozhodnutí o akceptaci rizik a odpovědnosti za toto rozhodnutí v souvislosti s ISO/IEC 27001 – Systémy řízení bezpečnosti informací – Požadavky [2].

Komunikace rizik zahrnuje informace o rizicích a prováděných akcích v celém průběhu řízení rizik mezi zainteresovanými stranami. Monitorování a přezkoumání rizik slouží k identifikaci změn v kontextu organizace a udržení přehlednosti komplexního obrazu rizik [2].

4 REALIZACE SCÉNÁŘŮ

V prostředí softwaru Verinice byly vytvořeny tři scénáře zaměřené na optické sítě. V každém scénáři je dána hodnota pravděpodobnosti, která je automaticky softwarem stanovena na základě individuálního ohodnocení úrovně hrozby a zranitelnosti. Výsledkem je stanovení hodnoty rizik a následné ošetření rizik vhodnými opatřeními.

Příkladem motivací útočníků pro páchání trestné činnosti, tedy realizaci uvedených scénářů může být vidina zisku peněz, prestiž mezi útočníky, zvýšení ega, zničení konkurence, nebo jako výzva k tomu nalézt zranitelnosti v sítích nebo systémech.

4.1 **ODPOSLECH (WIRETAPPING)**

Cílem odposlechu obecně je získat neoprávněný přístup k datům za účelem sběru dat nebo analýzy provozu. V dnešní digitální éře dochází k odposlouchávání ve všech síť ových vrstvách od aplikační po fyzickou vrstvu, přičemž nové útoky jsou odhaleny téměř denně [4].

Běžným způsobem realizace útoků odposlechu je přímý přístup k optickému vláknu. Útočník připojí splitter/coupler, který rozdělí vstupní optický signál do více výstupů. Za použití vhodného vybavení je možné tento vyvázaný signál vyhodnocovat, například pomocí fotodetektoru. Útočník se pak může vrátit na místo připojené kabelem a provést odposlech. Po rozdělení vlákna splitterem však dochází ke zvýšení celkového útlumu na trase v závislosti na použitém dělicím poměru [5].

4.2 ODEPŘENÍ SLUŽBY

Ačkoli optická vlákna jsou imunní vůči elektromagnetickému rušení a nevyzařují přenášené signály do okolí v případě dostatečného ohnutí optického vlákna může docházet k úniku signálu.

V případě ohnutí optického vlákna lze zrealizovat útok známý jako Denial of services. Příkladem realizace takového útoku je potřebné do ohnutého optického vlákna zasvítit laserovým paprskem. Laserový paprsek musí být na stejné nebo blízké vlnové délce jako je signál v optickém vláknu, aby docházelo k degradaci signálu, která směřuje k úplnému znemožnění služby.

4.3 FYZICKÉ POŠKOZENÍ OPTICKÉHO KABELU

Nejspíš jeden z nejjednodušších útoků je fyzické přerušení optických vláken. Tento útok nevyžaduje znalost optických vláken, jako například při útoku odposlechem nebo vydělení optického signálu spliterrem.

Nedávný útok na optické kabely přerušil přístup k internetu v částech východní Evropy, Íránu a Turecka. Problém, který trval nejméně dvě hodiny byl způsoben fyzickým poškozením více optických vláken současně, což byla velmi neobvyklá věc. Google uvedl, že jeho služby byly nedostupné v uvedených regionech po dobu třiceti minut [6].

5 OŠETŘENÍ RIZIK

Na základě ohodnocení rizik v prostředí softwaru Verinice s ohledem na vytvořené scénáře, definované hrozby, zranitelnosti a aktivum bylo nutno zavést bezpečnostní opaření pro snížení rizik. Nejzávažnější rizika plynou z odposlechu s dopadem na důvěrnost a integritu. Dále odepřením služby s dopadem na dostupnost. Tyto rizika jsou pro organizaci nepřijatelná a jsou znázorněna na obrázku 1 červenou barvou. Žlutá barva zobrazuje rizika mírná vyplývající z fyzického poškození optického kabelu s dopadem na dostupnost. Po zavedení bezpečnostních opatření bylo dosaženo snížení rizik z nepřijatelné a mírné úrovně na přijatelnou. Přijatelná úroveň rizik je vykreslena zelenou barvou. Pro snížení rizik v případě odposlechu byly například implementovány firewally, kryptografické prostředky, logování, virtuální privátní sítě (VPN), systémy pro monitorování optických tras, které dokáží lokalizovat krátkodobé změny v síti a další. Některé z uvedených opatření jsou implementovány i pro odepření služby a nadále rozšířeny o implementaci anti-spamového softwaru, kontrolu síť ových zařízení a síť ový load balancing. Rozdělení sítě, rerouting, zálohování a fyzické kontroly jsou implementovány pro snížení rizik u fyzického zničení optické sítě.



Obrázek 1: Hodnoty rizik

6 ZÁVĚR

Sítě, komunikační a informační systémy hrají bezpochyby zásadní roli ve společnosti, proto je pro tyto systémy klíčová bezpečnost a spolehlivost. Článek poskytuje základní informace o zavedení systému řízení bezpečnosti informací a následný proces řízení rizik bezpečnosti informací vycházející z řady norem ISO/IEC 27000, pro zajištění ochrany před ztrátou dostupnosti, důvěrnosti a integrity.

Cílem práce bylo identifikovat aktivum, hrozby, zranitelnosti a scénáře v prostředí softwaru Verinice, který postupově vychází z normy ISO/IEC 27005 a následné vyhodnocení možných rizik v optických sítích.

Výstupem ze softwaru Verinice byl registr rizik ve formátu .VNA, který poskytuje náhled na rizika s ohledem na požadavky normy ISO/IEC 27001. Na základě posouzení rizik byla implementována bezpečnostní opatření směřující ke snížení rizik na úroveň přijatelnou.

REFERENCE

- [1] Zákon o kybernetické bezpečnosti a o změně souvisejících zákonů (zákon o kybernetické bezpečnosti). In: . 2014, číslo 181.
- [2] ČSN ISO/IEC 27005 Informační technologie Bezpečnostní techniky Řízení rizik bezpečnosti informací. 2013.
- [3] Verinice. User Guide 1.19. SerNet, 2019.
- [4] FURDEK, Marija, Nina SKORIN-KAPOV, Szilard ZSIGMOND a Lena WOSINSKA. Vulnerabilities and Security Issues in Optical Networks. [online]. 2014 [cit. 2019-12-21]. Dostupné z: https://www.researchgate.net/publication/269268194_ Vulnerabilities_and_security_issues_in_optical_networks
- [5] DAHAN, David a Uri MAHLAB. Security Threats and Protection Procedures for Optical Networks. [online]. In: . 2017, s. 186-200 [cit. 2020-03-12]. DOI: 10.1049/iet-opt.2016.0150. ISSN 1751-876. Dostupné z: https://www.researchgate.net/publication/ 316970468_Security_Threats_and_Protection_Procedures_for_ Optical_Networks
- [6] Google goes offline after fibre cables cut. [online]. London: BBC, 2019 [cit. 2019-12-21]. Dostupné z: https://www.bbc.com/news/technology-50851420

ADVANCED PENETRATION TESTING OF OBFUSCATED ANDROID APPLICATIONS

Pavol Michalec

Master Degree Programme (2), FEEC BUT E-mail: xmicha62@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Lukáš Malina E-mail: malina@feec.vutbr.cz

Abstract: Android applications are susceptible to security vulnerabilities just like any other application. To minimize the risk and detect any potential vulnerabilities, penetration tests are conducted. However, many clients are not willing or are not capable to provide unobfuscated version of the application with security defenses disabled. It is up to the testers to bypass all these restrictions and properly test the application. Bypassing all the restrictions takes considerable ammount of time, thus making the test more expensive. This paper describes methodology for dealing with obfuscation as quickly as possible without creating unnecessary code or introducing additional tools.

Keywords: Android, security, obfuscation, Allatori, penetration testing, owasp

1 INTRODUCTION

Android uses Java as its main programming language for applications. Java is not directly compiled into assembly code, instead, it compiles into *byte-code*. This means that Java application is relatively easy to decompile compared to standard assembly code like C/C++ [1]. Java byte-code contains information about fields, method return values and parameters. Variable names and method/class names (identifiers) are also preserved.

Obfuscation is a process of transforming input code I to target code T and can be written as T = f(I)[1]. From the user's perspective, both I and T must be identical (obfuscated application must work the same as non-obfuscated). The only difference is that the obfuscated application looks different (garbled) when decompiled by reverse engineer. Some obfuscators also add additional junk code, which does not have any functionality and its only purpose is to confuse the reverse engineer.

1.1 OBFUSCATORS

ProGuard used to be the default class file shrinker, optimizer, obfuscator and preverifier [2] shipped with Android SDK (software development kit – a set of tools to create Android applications) and Android Studio. ProGuard as obfuscator provides only identifier renaming, advanced protections like string encryption or RASP (Runtime Application Self-Protection) are not included. On the other hand, ProGuard is open-source and free to use.

Allatori is a paid Java obfuscator. In comparison with ProGuard, Allatori provides additional security features like flow obfuscation or string encryption [3]. These features add additional complexity to the decompiled application, which makes it harder to analyse.

1.2 IMPACT OF OBFUSCATION ON SECURITY TESTING

Example: Mobile banking application, which allows clients to realize money transfers. These transfers require client-server communication, which can easily be tampered with by the attacker using standard

application proxy like Burp Suite (and bypassing SSL pinning). To prevent modification of data sent by the attacker, digital signatures together with encryption are used with input data (usually) created in custom way. Mobile banking applications are sensitive because they handle sensitive data (money). Usually, this means that banks want to have their applications tested for security vulnerabilities before release. Some banks will provide both obfuscated and unobfuscated (debug) versions to security testers (as they should), however, this is not always the case. Some banks refuse to provide unobfuscated versions for penetration tests and it is up to penetration testers to still test the application properly. The only way to properly verify that the signing/encryption algorithm used for money transactions is not susceptible to tampering is by understanding how it works (security by obscurity does not work). This is a major problem if the application is obfuscated and understanding to decompiled code is more complicated (especially with encryption algorithms, which usually use a lot of mathematical operations). Penetration tests of mobile applications (or any application) are expensive and clients do not want to spend a lot of money. As such, these tests usually take 5-15 man-days (1 man-day is 8 hours). This is not a lot of time, especially when it is needed to test communication of the application with backend server as well as the security of the application itself. In this case, obfuscation prevents testers to properly and in-depth test the entire application.

2 DYNAMIC ANALYSIS

Dynamic analysis does not rely on the reading of the source code. Instead, the application is running and its behaviour is observed [4]. Compared to static analysis, dynamic analysis allows easier discovery of certain vulnerabilities, for example, data storage vulnerabilities (it is easy to look inside shared preferences or on the file system what information is being stored by the application and if this information is protected). Some vulnerabilities can only be found during dynamic analysis like vulnerable communication with the server.

As obfuscation targets the source code, dynamic analysis is not hindered by obfuscation. This work mostly revolves around dynamic analysis rather than static.

Frida is a free open-source dynamic instrumentation toolkit written in C and works by injecting JavaScript engine (Duktape and V8) into the instrumented process [4], which allows the execution of JavaScript code inside application. Injected code is written directly into process memory.

When Frida is attached to a running application, it uses *ptrace* to hijack a thread of the process and uses it to allocate memory and populate it with mini-bootstrapper [4]. Bootstrapper starts a new thread and connects to frida-server running on the device. The shared library is loaded that contains the Frida agent (frida-agent.so). The agent creates a bi-directional communication channel (platform-specific) back to our tool (either Frida REPL or custom script). Hijacked thread resumes normally.

3 PROPOSED METHODOLOGY

The idea behind this methodology is to save as much time as possible (which also means lower cost of the test itself) and also to allow seamless integration with existing tools so the penetration tester does not have to work with many different tools. The main goal is that the application already contains all the code and methods that are required for the test. These methods include encryption/decryption methods for strings or signing algorithm for requests. Dynamic analysis (and Frida) allows the usage of these methods on-demand in the context of the application.

3.1 BRIDA

Brida is an extension (plugin) to Burp Suite proxy. It provides the user with a graphical interface for Frida as well as JavaScript editor for injected code. The main benefit is that the user does not

have to create a separate tool to run Frida scripts. Brida allows integration with Burp Suite interface and calling Frida functions from context menu in intercept or repeater tabs. For example, assume that the application is communicating with the web server and is sending encrypted data. With static analysis, code responsible for encryption can be found and reimplemented in some custom tool. In this case, requests and responses inside the Burp Suite would have to be copied back and forth between the custom tool and Burp Suite. However, there is no need to reimplement the encryption algorithm, which may be difficult or complex. The application itself contains the code for encryption, Frida allows the usage of this method directly without reimplementing anything. With Brida, the encryption method can be exported and made available to use in Burp Suite. All that is required is to select the encrypted request and execute the hooked decryption function from the context menu (rightclick). Brida will output the decrypted request and can also directly replace the encrypted request with decrypted (which is helpful the other way around – plain-text request is provided/tampered with and Brida outputs encrypted version).

The proposed methodology architecture can be seen in Figure 1. Burp Suite has two main purposes. To intercept HTTP(S) traffic for potential tampering and also acts as a graphical interface for Frida (note that Brida requires external Pyro4 server for communication between Brida and Frida).



Figure 1: Proposed Methodology Architecture.

4 EXPERIMENTAL RESULTS

Experimental Android application was created to test the proposed methodology. The application is inspired by banking application. The user can log into the application and make a transaction. All requests are cryptographically signed by HMAC-SHA256 algorithm using custom method. Server validates the signature, request with modified parameters are rejected by the server.

Allatori is used as the obfuscator. During static analysis, it can be observed that the obfuscation is better than ProGuard. Numerous methods are split into multiple parts and different classes. Strings are also encrypted and unreadable. However, all hardcoded strings are replaced with method call (decryption method), which takes the encrypted string as the only parameter and returns String object. The decryption method is always the same, with only two hardcoded values were different.

The ultimate goal is to be able to modify requests to the server. For this to happen, valid signature needs to be generated for the modified request. The first step is to find the method that is generating the signature. Due to obfuscation, this may be hard as the methods are split into multiple parts and

variables have meaningless names. A good way to begin is to decrypt all encrypted hardcoded strings. Using Brida, decryption methods are hooked and executed with the encrypted string as parameter. Output of these hooked functions is the decrypted string. Using the decrypted strings, a function that was appending values into HashMap object with keys "nonce", "timestamp" and "*signature*" was found. The input parameter is a HashMap object with POST parameters set as "key=value".

After the signing function was discovered, it can be hooked and utilized for request modification. The function expects HashMap as input and generates nonce, timestamp and signature for the provided values. So the first step is to create HashMap with all the parameters necessary, for example for payment operation, except nonce, timestamp and signature as those will be appended. The output of the signing function is also a HashMap (the same HashMap that was the input for the function, just appended with additional values). This HashMap is than processed by OkHttp library and parsed into POST request body. The custom function created this way has three steps: take the current request parameters, parse it and create HashMap for the signing function; call the signing function with the custom HashMap; parse the output into POST request and replace the selected request parameters with the signed parameters. The knowledge of the custom signing algorithm is not necessary. By hooking the signature generating function, valid signature can be produced for any request and any parameter can now be tampered with, allowing full testing of the application.

5 CONCLUSION

Obfuscation makes the lives of penetration testers difficult. The decompiled applications look garbled and incomprehensible. But dynamic analysis is still available and very powerful as the obfuscation targets static analysis only. Our proposed methodology for dealing with obfuscation is to use Burp Suite plugin Brida to provide easy access to Frida functionality. Any method inside the application can be hooked and modified according to our needs. For example, method to sign requests can be hooked and we gain the ability to generate a valid signature for any request, even modified ones. This workflow and methodology described (which can serve as a general guide) can save many days during a penetration test and thus reduce the cost. Also, reduced cost means that even developers with limited budgets will be able to have their applications tested.

REFERENCES

- WANG, Yan a Atanas ROUNTEV, 2017. Who Changed You? Obfuscator Identification for Android. 2017 IEEE/ACM 4th International Conference on Mobile Software Engineering and Systems (MOBILESoft) [online]. IEEE, 2017, 154-164 [cit. 2019-10-20]. DOI: 10.1109/MOBILESoft.2017.18. ISBN 978-1-5386-2669-6. 1710.01139. Available at: http://ieeexplore.ieee.org/document/7972730/
- [2] *ProGuard manual* [online], [cit. 2019-10-27]. Available at: https://www.guardsquare.com/en/products/proguard/manual
- [3] *Allatori FEATURES* [online], [cit. 2020-03-03]. Available at: http://www.allatori.com/features.html
- [4] SCHLEIER, Sven, Bernhard MUELLER a Jeroen WILLEMSEN, 2019. *OWASP Mobile Security Testing Guide* [online]. [cit. 2019-08-09]. Available at: https://github.com/OWASP/owasp-mstg/releases/download/1.1.3/MSTG-EN.pdf
- [5] Brida [online], [cit. 2020-03-03]. Available at: https://github.com/federicodotta/Brida

Magisterské projekty

Biomedicínské inženýrství a bioinformatika, Zpracování signálů, obrazu a dat I

OBJECT SHAPE RECONSTRUCTION BASED ON THE MAX(T,0)-PULSE RESPONSE

Tomáš Doležal

Master Degree Programme (2), FEEC BUT E-mail: xdolez68@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Martin Štumpf E-mail: stumpf@feec.vutbr.cz

Abstract: This article presents an object shape reconstruction method based on the ramp pulse response. It is demonstrated that only such three backscattered responses obtained through simulations are sufficient to achieve realistic target images. The proposed imaging algorithm is validated on the shape estimation of an EM impenetrable 3-D object.

Keywords: Kirchhoff approximation, Radar scattering, Signal processing, Object reconstruction

1 ÚVOD

Rekonstrukce tvaru objektů v obecném pojetí hraje v dnešním technologicky vyspělém světě významnou roli v mnoha vzájemně nesouvisejících oblastech lidské činnosti. Lze zmínit oblast geofyziky a její využití při nedestruktivním průzkumu zemského povrchu. Dále pak identifikaci pozemních min a další pohřbené munice. Nelze opomenout ani medicínu, kde včasná identifikace nádoru u pacienta může být životně důležitá. S rekonstrukcí tvaru objektů je často spojeno zpracování enormního množství objemových dat, což se zpravidla odráží na ceně výpočetního zařízení. V tomto článku je prezentován postup rekonstrukce objektu pomocí časových odezev na max(t,0) puls získaných simulací v CST Microwave Studio za využití techniky 3D pravděpodobnostní funkce.

2 DEFINICE PROBLÉMU A VÝSLEDKY ŘEŠENÍ

Získáním časových odezev elektrické složky objektem rozptýleného elektromagnetického pole ze tří vzájemně ortogonálních směrů na ozáření objektu rovinnou lineárně polarizovanou vlnou, jejíž amplitudu definuje rovnice (1):

$$R(t|T_{\rm W}^{-1}) = \begin{cases} 0, & t < 0\\ t/T_{\rm W}, & t \ge 0 \end{cases}$$
(1)

obdržíme vstupní data, která jsou přímo úměrná tzv. *profilové funkci*, jejíž význam je vysvětlen v navazujícím textu.

2.1 **PROFILOVÁ FUNKCE**

Význam této funkce je ilustrován na Obr. 1. Jde o vývoj plochy v jednotlivých řezech objektu, kolmých na daný směr ozáření. Při praktické realizaci však nelze z důvodu časového neomezení max(t,0) pulsu (1) provést jeho přímou realizaci a nelze tedy popsaným způsobem získat profilové funkce. Řešením je definice realizovatelného pulsu.



Obrázek 1: Význam profilové funkce

2.2 POSTUP REKONSTRUKCE OBJEKTU

Pro vytvoření realizovatelného pulsu slouží jako základní element max(t,0) puls. Aplikací lineárních operací součtu, rozdílu a posuvu v čase je možné získat bipolární trojúhelníkový puls. Aplikací inverzních lineárních operací na tyto odezvy jsou nepřímo získány profilové funkce objektu – Obr. 2.

Mezi těmito profilovými funkcemi se provede skalární součin, čímž vznikne 3D pravděpodobnostní funkce. Vztah (2) lze považovat za převodní vztah této 3D funkce na jeho výslednou rekonstrukci, která je v binární formě.

$$\sum_{x} \sum_{y} \delta x \delta y = \vec{\mathcal{S}}_{z}(z) \tag{2}$$

Vztah (2) popisuje rekonstrukci ve směru z. Postupně jsou vzorkovány jednotlivé roviny xy. Tomu odpovídají vzorkovací kroky δx a δy , které určují elementární plochu, o kterou vzroste plocha dané roviny v daném iterativním cyklu. U každé roviny tedy dochází iterativně k růstu její plochy. Cyklus začíná nejvíce pravděpodobnými body 3D funkce. Tato plocha se porovnává s okamžitou hodnotou profilové funkce $\vec{S}_z(z)$. Při rovnosti ploch následuje další rovina.



Obrázek 2: Proces rekonstrukce

2.3 REKONSTRUKCE IDEÁLNĚ VODIVÉHO OBJEKTU



V rámci snížení výpočetní náročnosti pro rekonstrukci vodivých předmětů je využita tzv. *Kirchhoffova aproximace*. Pomocí této aproximace byl odvozen vztah (3), který popisuje souvislost mezi časově proměnnou vyzařovací charakteristikou rozptýleného pole $\vec{E}_{\infty}^{S}(-\vec{\beta},t)$ ve zpětném směru $-\vec{\beta}$ od objektu k pozorovateli a profilovou funkcí objektu $\vec{S}(c_0t/2)$ – Obr. 4.

$$\vec{E}_{\infty}^{S}(-\vec{\beta},t) \simeq -\vec{\alpha}(2/c_0)\vec{\mathcal{S}}(c_0t/2)$$
(3)



Vlevo na Obr. 3 je zobrazen rekonstruovaný objekt. V první fázi byl objekt ozářen ve směrech +X, +Y, -Z. Výsledek rekonstrukce pro tuto kombinaci je na Obr. 5a, odkud je patrné, že zrekonstru-Z teheta důvodu byl objekt u dolžím krelu ozářen ve směru +Z.

ována byla pouze zadní část objektu. Z tohoto důvodu byl objekt v dalším kroku ozářen ve směru +Z. Zde byla úspěšně zrekonstruována naopak přední část objektu. Důvodem je *Kirchhoffova aproximace*.



Obrázek 4: Výsledné profilové funkce rekonstruovaného objektu pro 4 směry ozáření
Výsledek rekonstrukce pro směr ozáření +Z ukazuje Obr. 5c. Na základě provedených simulací bylo nakonec dokázáno, že tento nežádoucí jev lze eliminovat spojením informací ze směru -Z a +Z a dosáhnout tak plnohodnotné rekonstrukce daného objektu dle Obr. 5b.



Obrázek 5: Dílčí výsledky finálně zrekonstruovaného ideálně vodivého objektu Bomba

Zelená linie na Obr. 5b označuje hranici spojení informací z obou těchto směrů \pm Z. Objekt byl tedy na první pohled plně zrekonstruován ozářením pouze ze čtyř směrů.

Ovšem díky symetrii jsou odezvy ze směrů +X, +Y totožné, a tak postačují v tomto i jiných obdobných případech pouze 3 směry ozáření. Problém je však podstata předem neznámého tvaru a tím pádem i symetričnosti objektu. V případě nesymetrie vodivého objektu jsou pro plnohodnotnou rekonstrukci při využití *Kirchhoffovy aproximace* nutné všechny čtyři odezvy.



Obrázek 6: Použitý bipolární trojúhelníkový puls

Vyslaný puls s dobou $T_W = 2,4$ ns použitý při rekonstrukci ilustruje Obr. 6. Doba trvání tohoto pulsu je tedy rovna $2T_W = 4,8$ ns. Parametrizace doby trvání T_W je významným faktorem při rekonstrukci objektů s využitím odezev na max(t,0) puls, ovšem její popis a dopad je nad rámec tohoto textu.

3 ZÁVĚR

Využitím časových odezev z pouze tří vzájemně ortogonálních směrů na max(t,0) puls ve spojení s použitou technikou 3D pravděpodobnostní funkce bylo dosaženo realistických odhadů tvaru objektu. Tyto výsledky demonstrují limity dané použitím *Kirchhoffovy aproximace*, které lze eliminovat spojením dílčích informací z odezev získaných ze směrů +Z a -Z. Tímto postupem bylo dosaženo rekonstrukce celého vodivého objektu. Další výzkum v této oblasti je zaměřen především na rozlišovací schopnosti při větším množství ozařovaných objektů, ale také na zachycení jejich detailů a potlačení vlivů způsobených nežádoucími okolními objekty. Přímočará modifikace prezentovaného zobrazovacího algoritmu také umožňuje jeho aplikaci na dielektrické objekty.

REFERENCE

[1] DOLEŽAL, Tomáš. Rekonstrukce tvaru objektu založená na odezvě max(t,0)-pulsu [online]. Brno, 2019 [cit. 2020-02-17]. Dostupné z: https://www.vutbr.cz/studenti/zavprace/detail/120518. Semestrální práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav radioelektroniky. Vedoucí práce Martin Štumpf.

ONLINE DATABASE OF BACTERIAL SEQUENCE AND MELT TYPES

Zuzana Františová

Master Degree Programme (2), FEEC BUT E-mail: xfrant04@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Karel Sedlář

E-mail: sedlar@feec.vutbr.cz

Abstract: This paper presents an online database, which was created in cooperation with the Center of Molecular Biology and Gene Therapy, University Hospital Brno. This database contains a unique conversion key allowing comparison of sequencing and PCR (polymerase chain reaction) data, which brings quick and reliable pathogenic bacteria typing at a fraction of the cost of sequencing techniques. The database is managed by a program that enables updates, editing, backups, data export and many other functions that can significantly speed up further data processing.

Keywords: online database, typing of bacteria, sequence type, melt type, Minim Typing

1 INTRODUCTION

If we require detailed identification of bacteria at the level of species or other subspecies, we use typing methods based on monitoring phenotypic or genotypic properties. Several requirements are placed on bacteria typing methods. It is expected to be suitable for a wide range of isolates, good resolution, good reproducibility, stability, speed, simplicity of execution or, for example, the possibility of PC analysis. The most reliable and best-distinguished procedure is sequencing (determination of the primary structure/sequence of nucleotides in DNA molecules). That's why most modern typing methods are based on the principle of sequencing. However, since this technique is very costly, a better solution is to use the analysis of one-nucleotide polymorphisms in MLST (Multi-Locus Sequence Typing) together with HRM (High-Resolution Melting) analysis. This method is known as Minim Typing [1]. It is an *in-silico* approach, which is part of the database and it is described in more detail in Chapter 2. As of March 2020, the database has sequence types (shortly STs) of four bacteria. These are *Enterococcus faecium* (ENFI), *Escherichia coli* (ESCO), *Klebsiella pneumoniae* (KLPN), and *Staphylococcus aureus* (STAU).

2 METHODS

Minim Typing (or Mini-MLST) is an efficient method derived from the MLST principle. Instead of sequencing, it utilizes single nucleotide polymorphism analysis within the MLST locus regions using HRM analysis [2]. MLST is based on sequence data from standardized fragments of house-keeping genes. Usually, seven loci are selected in MLST technique, and the fragment length is about 450 bp. Each new sequence is analyzed and compared to the sequences stored in the databases. Each segment analyzed is assigned to one allele defined by a sequence number in the database. Any difference (even just one base) in the sequence of a given housekeeping gene makes it a new allele. The result of MLST is a number code according to the number of operational genes used, the so-called allelic profile, which then defines a particular sequence type. Alleles and sequence types are numbered by the chronology of their discovery and are accessible online.

Minim Typing also uses the in-silico approach, which is computer-computed [3]. The key elements of Minim Typing are a list of single nucleotide polymorphisms (abbreviated SNPs) found in the

MLST database, PCR amplifiable fragments, and a key to translate HRM analysis data into the MLST database [1]. In the practice of the Minim Typing technique, regions with maximum diversity in MLST genes (6-8 fragments on different genes) are searched for first and primers amplifying portions of these genes are designed. These stretches, the so-called minim fragments, are approximately 50-150 bp in size. After gene amplification, HRM analysis is an easy and sensitive method that can capture single base changes between otherwise identical nucleotide sequences. In HRM analysis, the resulting value called Melting Temperature is monitored. Different values are obtained for individual alleles [3]. By combining alleles entered in the transfer key, it is possible to find out which melt type of the strain belongs to and interpret the results similarly to the MLST database [2].

2.1 ONLINE DATABASE

The database runs on the server at the Department of Biomedical Engineering (Ústav biomedicínského inženýrství, UBMI). It is a hierarchical Cache Intersystems database. Saving text to the database is done by direct loading of individual files in .csv format without any modifications to the common space. This procedure is enough because the database is used only by the team of the Center of Molecular Biology and Gene Therapy, University Hospital Brno. Users access the database using a username and password.

The database contains currently 4 genera of bacteria (*Escherichia, Staphylococcus, Enterococcus, Klebsiella*). For each bacterium, it is first necessary to load specific data into the database. First, all the allele sequences of the genes of interest, then the primer list, and finally the MLST list, where each column in the table corresponds to one particular gene and each row to a particular sequence type so that the field represents a particular allele of the gen. This data is obtained from publicly available sources (https://bigsdb.pasteur.fr/, https://pubmlst.org/, http://enterobase.warwick.ac.uk/) and is used to calculate the transfer key. The procedure is described in subsection 2.2. The resulting transfer key is also stored in the database. Its appearance is like the MLST list. Each column in the table corresponds to one particular gene and each row to a particular sequence type. However, the values in the table represent the counts of cytosine and guanine obtained by calculation. The last column always contains an appropriate melt type for the given sequence type. Alleles and sequence types are numbered by chronology of their discovery and are still being discovered new ones. Therefore, the entire database needs to be updated at least once a month.

2.2 TRANSFER KEY CALCULATION

The algorithm assigns the appropriate melt type to the sequence types according to data described in subsection 2.1. The calculation is performed by rows, which are the individual STs. Sequences of particular alleles of genes are read for each sequence type. Gradually, all variants of the primer are searched for in the sequence. If only one forward primer and one reverse primer are found, the sum of guanine and cytosine is calculated in the region between these two primers and the result is written to the transfer key. When this is done for all sequence types, the assignment of the appropriate melt types based on guanine and cytosine counts is started. If a new key is being created, the default melt value will be set to one and will be assigned sequentially. When the transfer key is updating, the largest value of the melt type is found, increased by one and stored as the default value at the next assignment of the melt type. When the transfer key is updating, it is necessary to look for all the lines of the ST on which the current analyzed melt type is located. If more than one row is found, it is necessary to run all rows in the auxiliary matrix using the while loop. If the melt type is assigned, write it to the transfer key and end the cycle. If the entire group does not have a melt assigned, the algorithm assigns a new value that was previously set as the default. Afterward, the while loop can also be terminated. The default melt value is increased by one. The procedure is then repeated for all other ST transfer keys.

2.3 DATABASE ACCESS PROGRAM

The form of the whole program and the whole user interface is continuously consulted in the University Hospital Brno. After starting the program, the connection to the database is established and the login window is opened. After logging in, the user interface shown in Figure 1 is displayed. The user selects a bacterium and displays an overview of all the data of that bacterium. It can be updated, overwritten, deleted, backed up or exported. When the data is in order, he can initiate a search choosing between a simple search of one variant that is currently of interest or choosing multiple searches. Figure 2 shows how to work with the program and the database itself. In the Center of Molecular Biology and Gene Therapy, only one administrator works on the management of the transfer key and the melt type database.

🛞 Hlav	vní okno	programu									- 🗆 ×
Hlavní	Přejít do	o Jedno	duché vyhl	edáváni	Pokro	čilé vyh	ledávání	Správce Náp	ověda Zálohovat		
Uživatel	Admin		Odhlásit	se	Jednodu	iché vyl	nledáváni	Pokročilé vyh	ledávání	Denel ere budeunformäkt	Poslední aktualizace: 1.3.2020
Bakterie	ENFI		Změni	t	Otevřít	t posled	lní práci			Panel pro budouci využiu	Poslední záloha: 1.3.2020
Melt										Fasta soubory	Vzkazy pro ostatní
ST a 1 2	tpA95 at 85 85	pA239 atpA: 51 51	185 dd1204 37 35 37 35	dd1456 31 31	purK460 50	pst595 53 53	pst\$452 32 32	Melt 458 458	Aktualizovat Editovat	atpA95.fas 6. 9. 2017 atpA239.fas 6. 9. 2017	[Petr] 10.2. 14:32 Pacient 31250 dokončen a zadán do výsledků [Petr] 11.2. 10:23 Nějaké
4 5	85 85 84	51 51 52	37 35 37 35 36 34	31 31 31	50 49 48	53	32 32 32	458 457 319	De novo	ddl204.fas 6. 9. 2017	nesrovnalosti u pac. 30433
и н 9 10	80 70 74 84 84	52 52 52 52	35 34 30 34 36 34 36 34 36 34	51 10 10 31 31	51 51 51 51	51 51 53 53	32 37 31 31 32	125 1.15 3.11 331 332	Otevřít	pstS95.fas 6. 9. 2017 pstS452.fas 6. 9. 2017 pstS452.fas 6. 9. 2017 putK460.fas 6. 9. 2017	
11 12 13 14	34 34 34	52 52 52 52	36 31 35 31 37 31 37 34	31 31 31 31	51 51 51 51	53 53 53	32 32 31 31	332 332 399 399		< >>	Napsat vzkaz
MLST	84	52	37 34	31	48	53	31	390		Otevřít	Vložit Poznámky
5T 0 1 2 3 4 5 6 7	10 25 ot 0 8 8 11 5 4 4 1	8 8 8 8 8 4 4 4	00 dd1204 cc 0 4 8 4 8 4 8 4 8 4 5 2 4 2 4 2 4 2	1456 pt 4 4 4 2 2 2 2 2	7 7 7 3 9 9 2	1 1 12 1 1 1 1 1 1 1 1	1 1 12 1 1 1 1 1 1 1		Aktualizovat Editovat Zdroje Otevřít	разва сстатарсантторатос соттарскататорист статарсанстатористористраностатось началя оттаносансскатарсанская сатостраностатось измата сстанарствористраностатарскатарската измата станартастарскатарскатарся станартастарскатарся староватарся и станартарся староватарся состатора старовано староватося состатора старование старование состатора старование старование состатора старование старование состатора старование старование старование состатора старование состатора старование состатора старование состатора	13.2.9:15 Zitra dokončit pac. 30980 14.2. 14:32 ověřit KLPN
8 9 10 11 12 13 14	5 5 5 9 9	5 5 5 5 9	5 2 5 2 5 2 5 2 9 2 9 2	2 2 2 2 2 2 2 2 2 2 2 2 2 2 2 2 2 2 2	6 6 6 6 6	7 / 1 1 / 7	7 / 1 1 / / 7				
15	4	ч	4 9	2	Q	/	1		_	Otevřít	

Figure 1: Main program window



Figure 2: Diagram showing work with the database

3 RESULTS

It can be seen from the table and graph in Figure 3 that although the absolute frequency of STs varies considerably between bacteria, the relative frequencies of the sequence types for one melt type are very similar. For all bacteria, the ratio of a single sequence type to one melt type prevails with a proportion of 40-60%. Two sequential types fall per melt type in about 10-17% of cases. These results are proof that the new method is effective. The graph also shows that *Enterococcus faecium* (ENFI) is the most suitable for this method because it has the highest percentage of single sequence type, per melt type (60%), which means that for 286 melt types we can find the exact sequence type,

and only seven percent of melt types account for more than 10 sequence types, which is exactly 32 cases. On the other hand, *Klebsiella pneumoniae* (KLPN) is the least suitable because it has the lowest percentage of single sequence type per melt type (41%), which means that for 124 melt types we can find the exact sequence type, and the highest in more than ten sequence types per melt type (21%), which is exactly 64 cases.



Figure 3: The table of absolute (m_i) and relative (r_i) frequencies of a given number of STs with a common melt type on the left and the chart of relative frequencies on the right

4 CONCLUSION

Although the method has been applied only to the best-known bacteria and the resolution of Minim Typing is slightly smaller than MLST, the method has great potential. The huge advantage of this method is only one-fifth to one-tenth of the cost of MLST due to the omission of the gene sequencing step. Instead of expensive DNA sequencing, which costs thousands of crowns, cheap PCR was performed, and as a result, we can determine the exact sequence type in up to 60% of the melt types and limit it to only two sequence types in next 16%.

The database discussed in this article contains all the key elements of the Minim Typing method and enables the translation of HRM analysis data into the MLST database. The whole database management tool was continuously consulted to best meet the requirements of biologists from the Center of Molecular Biology and Gene Therapy, University Hospital Brno. In particular, it allows the search for specific melt types and appropriate sequence types, which serve to accurately identify the pathogenic bacteria and to quickly and inexpensively diagnose the patient.

REFERENCES

- [1] ANDERSSON, P., S. Y. C. TONG, J. M. BELL, J. D. TURNIDGE, P. M. GIFFARD a I. MOKROUSOV. Minim Typing – A Rapid and Low Cost MLST Based Typing Tool for Klebsiella pneumoniae. PLoS ONE. vol. 7. 2012, 7(3), 33530. DOI: 10.1371/journal.pone.0033530.
- [2] BEZDICEK, M., M. NYKRYNOVA, K. PLEVOVA et al. Application of mini-MLST and whole genome sequencing in low diversity hospital extended-spectrum beta-lactamase producing Klebsiella pneumoniae population. PLOS ONE. vol. 14. 2019, 14(8), 0221187. DOI: 10.1371/journal.pone.0221187.
- [3] BRHELOVA, E., I. KOCMANOVA, Z. RACIL, M. HANSLIANOVA, M. ANTONOVA, J. MAYER a M. LENGEROVA. Validation of Minim typing for fast and accurate discrimination of extended-spectrum, beta-lactamase-producing Klebsiella pneumoniae isolates in tertiary care hospital. Diagnostic Microbiology and Infectious Disease. vol. 86. 2016, 86(1), 44-49. DOI: 10.1016/j.diagmicrobio.2016.03.010.

DEEP CONVOLUTIONAL NEURAL NETWORK MODEL FOR CLASSIFICATION OF ATRIAL FIBRILLATION

Barbora Budíková

Master Degree Programme (2), FEEC BUT

E-mail: xbudik05@vutbr.cz

Supervised by: Jakub Hejč

E-mail: hejc@vutbr.cz

Abstract: Atrial fibrillation is a very common heart pathology, which is usually detected from electrocardiogram (ECG). This article presents recognition of atrial fibrillation in ECG using deep convolutional neural network. Data used for training the network includes physiological ECG, atrial fibrillation and nine other pathologies. The detection is performed by algorithm in Python language and is being assessed by accuracy and F1 measure.

Keywords: ECG, atrial fibrillation, convolutional neural network, detection

1 ÚVOD

Fibrilace síní je arytmie s nejednoznačným původem, která může vést k velmi závažným stavům. Incidence této arytmie byla v roce 2010 odhadnuta na 77,5 na 100 000 mužů a 59,5 na 100 000 žen, se znatelným nárůstem oproti roku 1990. S ohledem na často asymptomatický průběh je incidence pravděpodobně podhodnocena. [1] Na křivce EKG se projevuje abnormálními vlnami způsobenými rychlým a chaotickým pohybem síní za nepravidelné aktivity komor. Léčba fibrilace síní (respektive potlačení syndromů) je zpravidla realizováno katétrovou ablací, farmakologicky či elektrickou kardioverzí, v případě pomalého převodu na komory kardiostimulací. Automatická detekce fibrilace síní umožňuje včasnou diagnostiku a tím brání progresi do závažnějších doprovodných stavů, jako jsou dilatace síně, zhoršená čerpací schopnost, tvorba trombů a následná cévní mozková příhoda. **Chyba! Nenalezen zdroj odkazů.**, 0, **Chyba! Nenalezen zdroj odkazů**.

Detekce síňových fibrilací z EKG je zpravidla založena na nepravidelně pravidelných intervalech RR, méně často na abnormálních (či zcela chybějících) vlnách P. V posledních letech je k detekci stále častěji využíváno neuronových sítí (potažmo hlubokých neuronových sítí), které sice vyžadují k trénování velké množství signálů, ale mají mnoho výhod, mezi něž patří především vysoká přesnost detekce a schopnost extrakce vysoce specifických příznaků. [5], [6], [7]

Článek se zabývá návrhem modelu pro detekci fibrilace síní z EKG pomocí hluboké konvoluční neuronové sítě. K detekci je využito 12svodové EKG. Přesnost navržené a naučené sítě je poté testována pomocí nezávislé množiny dat.

2 METODY

2.1 DATA

K práci byla využita data poskytnutá komerčním partnerem. Jde o ambulatorní záznamy 12svodového EKG o délce 10 s, jejichž vzorkovací frekvence je 500 Hz. Signály byly již částečně předzpracovány vyhlazovacími filtry a korekcí nulové izolinie. Součástí datového souboru je anotace přiřazující každému záznamu minimálně jeden z rytmů či patologií. Data byla nejdříve adekvátně předzpracována, po předzpracování bylo realizováno trénování navrženého modelu, jeho průběžná validace a na závěr testování. K trénování a validaci bylo využito 6 884 záznamů EKG, dalších 910 záznamů bylo využito k testování. Pro účely práce byla anotace záznamů upravena na tři skupiny – sinusové rytmy (dále SR), fibrilace síní (dále FS) a ostatní arytmie a patologie (dále OA, konkrétně jde o supraventrikulární (194) a ventrikulární (102) tachykardie, AV blokádu (250) a raménkovou blokádu (434), síňové (418) a komorové (413) extrasystoly a nezařazené či zašuměné záznamy (2271)), do nichž byla dále uvážena klasifikace. Počty záznamů v jednotlivých skupinách v učební a testovací množině dat jsou shrnuty v Tabulce 1.

	SR	FS	OA
Učební množina	5 942	553	389
Testovací množina	690	110	110

Tabulka 1: Počty záznamů ve skupinách a množinách dat

2.2 PŘEDZPRACOVÁNÍ

Průběh předzpracování je znázorněn na Obrázku 1. Pro práci je využito všech 12 svodů, jeden trénovací vzor je tedy na počátku předzpracování velikosti 12 x 5 000.



Obrázek 1: Schéma předzpracování dat

Po načtení dat jsou záznamy podvzorkovány s faktorem 4 pro snížení velikosti dat za maximálního zachování informace. Faktor 4 byl zvolen s ohledem na vzorkovací frekvenci a frekvenční rozsah jednotlivých vln a kmitů EKG. Poté jsou data metodou random sampling rozdělena do trénovací a validační množiny, s ohledem na četnosti zastoupení záznamů v jednotlivých třídách po rozdělení v poměru 7:3. Rozdělení proběhlo tak, aby poměr zastoupení klasifikačních tříd byl v obou množinách stejný. V trénovací množině dat byla provedena augmentace tříd FS a OA, protože zastoupení tří skupin není rovnoměrné. Augmentace byla realizována metodou Random Resampling a to výběrem bez opakování. Počty signálů v jednotlivých skupinách a množinách na konci předzpracování znázorňuje Tabulka 2.

Tabulka 2: Počty signálů v jednotlivých skupinách a množinách na konci předzpracování

	SR	FS	OA
Trénovací množina	4 160	4 548	4 433
Validační množina	1 782	165	116

2.3 KLASIFIKAČNÍ MODEL

Model je založen na konvoluční neuronové síti, část architektury a parametrů je převzata z [5]. Model byl implementován v programovacím jazyce Python (verze 3.7.0), k tvorbě modelu bylo využito knihovny PyTorch (verze 1.3). Architekturu navržené sítě a parametry jednotlivých vrstev znázorňuje Obrázek 2. Parametry modelu byly na počátku nastaveny na základě studia literatury [5], později optimalizovány na základě lepších výsledků prohledáváním stavového prostoru.



Obrázek 2: Architektura navržené sítě (parametry v závorce u konvolučních vrstev značí velikost filtru × počet výstupních kanálů × překryv, u poolingových vrstev velikost filtru × překryv, u plně propojených vrstev počet neuronů)

2.4 PRŮBĚH UČENÍ

Učení proběhlo v 30 epochách, počáteční krok učení byl 0,0005, data byla načítána v dávkách o velikosti 1 000 trénovacích vzorů. Hyperparametry byly zvoleny s ohledem na dosažení nejlepších výsledků v prohledávaném stavovém prostoru. Průběh učení byl hodnocen pomocí přesnosti (Přesnost = Správně klasifikované vzorky/Všechny vzorky) a F1 skóre. Vypočtené metriky v průběhu učení pro trénovací a validační množinu dat jsou znázorněny na Obrázku 3.



Obrázek 3: Přesnost (vlevo) a F1 skóre (vpravo) pro trénovací a validační množinu v průběhu učení sítě

3 VÝSLEDKY

Matice záměn pro trénovací a validační množiny dat v poslední epoše učení znázorňuje Tabulka 3. Přesnost klasifikace na konci učení je pro trénovací množinu 97,3 % a pro validační množinu 87,7 %. F1 skóre pro fibrilaci síní v trénovací množině je 96,9 %, ve validační množině 54,3 %.

Tabulka 3: Matice záměn pro trénovací (vlevo) a validační (vpravo) množiny v poslední epoše učení

		Predikovaná skupina							
		SR	FS	OA			SR	FS	OA
Anotovaná	SR	3 886	218	56		SR	1 611	126	45
skupina	FS	24	4 156	8		FS	19	117	29
	OA	22	17	4 394		OA	12	23	81

Matice záměn pro testovací množinu je v Tabulce 4. Přesnost klasifikace v testovací množině je 79,1 %, F1 skóre pro detekci fibrilace síní je 58,7 %.

		Predikova	ná skupina	
		SR	FS	OA
Anotovaná	SR	632	29	29
skupina	FS	23	66	21
	OA	68	20	22

Tabulka 4: Matice záměn pro testovací množinu dat

4 DISKUZE A ZÁVĚR

Cílem práce byl návrh modelu pro klasifikaci detekce fibrilace síní pomocí hluboké konvoluční neuronové sítě. Detekce je v testovací množině dat realizována s přesností 79,1 % a F1 skóre 58,7 %. Přesnost detekce může být snižována několika faktory. Zatímco anotace trénovací a validační množiny dat byly validovány nezávislými odborníky, u anotací testovací množiny k takové validaci nedošlo a je tedy možné, že je anotace zatížena chybami více než validované množiny. Fibrilace síní zároveň mohou být doprovázeny některými dalšími patologiemi, které se na křivce EKG projeví a zkreslí proces učení. I přes tyto faktory dosahuje výsledný model velmi dobrých klasifikačních výsledků. V průběhu učení dochází k nežádoucí oscilaci přesnosti i F1 skóre.

Při srovnání s jinými autory lze pozorovat nižší dosažené přesnosti (83 % vs. 58,7 %), je nicméně třeba uvážit rozdílnosti v cílech, datech a metrice hodnocení přesnosti. [8]

REFERENCE

- [1] CHUGH Sumeet S., Rasmus HAVMOELLER, Kumar NARAYANAN et al. Worldwide Epidemiology of Atrial Fibrillation. Circulation [online]. 2014, 129(8), 837–847. Dostupné z: doi:10.1161/CIRCULATIONAHA.113.005119
- [2] HAMPTON, John R. *EKG stručně, jasně, přehledně; Překlad 7. vydání.* 1. české vydání. Praha: Grada Publishing a.s., 2013. ISBN 978-80-247-4246-5.
- [3] BENNETT, David H. *Srdeční arytmie praktické poznámky k interpretaci a léčbě: Překlad 8. vydání.* 1. vydání. Praha: Grada Publishing a.s., 2014. ISBN 978-80-247-5134-4.
- [4] LUKL, Jan, Alan BULAVA, Miroslava BENEŠOVÁ, et al. *Fibrilace síní*. 1. vydání. Praha: Grada Publishing a.s., 2009. ISBN 978-80-247-2768-4.
- [5] KENNEDY, Alan, Dewar D FINLAY, Daniel GULDENRING, et al. *The accuracy of beat-interval based algorithms for detecting atrial fibrillation*. In: 2015 Computing in Cardiology Conference (CinC): 2015 [online]. 2015, s. 893–896. ISSN 2325-8861. Dostupné z: doi:10.1109/CIC.2015.7411055
- [6] RUAN, Xiuhua, Changchun LIU, et al. Automatic detection of atrial fibrillation using R-R interval signal. In: 2011 4th International Conference on Biomedical Engineering and Informatics (BMEI): 2011 [online]. 2011, s. 644–647. ISSN 1948-2922. Dostupné z: doi:10.1109/BMEI.2011.6098492
- YILDIRIM, Özal, Paweł PŁAWIAK, Ru-San TAN et al. Arrhythmia detection using deep convolutional neural network with long duration ECG signals. Computers in Biology and Medicine [online]. 2018, 102, 411–420. ISSN 0010-4825. Dostupné z: doi:10.1016/j.compbiomed.2018.09.009
- [8] results.csv AF Classification from a Short Single Lead ECG Recording The PhysioNet Computing in Cardiology Challenge 2017 [online]. [vid. 2020-03-14]. Dostupné z: https://physionet.org/content/challenge-2017/1.0.0/results.csv

SEGMENTATION OF RIBS IN THORACIC CT SCANS

Ondřej Kašík

Master Degree Programme (2), FEEC BUT E-mail: xkasik01@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Roman Jakubíček

E-mail: jakubicek@feec.vutbr.cz

Abstract:

This paper deals with rib segmentation in thoracic CT data. For the segmentation method of rib centerlines detection is chosen. The first step of this approach is to extract the centerlines of all the bones located in the scan. These centerlines are divided into short primitives, which are subsequently classified into couple of categories, depending on whether they represent the centerline of the rib. More than 95% of all primitives are classified correctly. In the last step, the rib centrelines are used as the seed points of the region growing algorithm in three-dimensional space.

Keywords:

Computed tomography, segmentation, ribs, centrelines, classification, region growing

1 ÚVOD

Výpočetní tomografie je v posledních letech populární a hojně využívaná zobrazovací modalita. Se zlepšující se technologií se snižuje tloušťka jednotlivých řezů v tomografických datech a přímo úměrně tomu se navyšuje počet získaných snímků. Manuální vyhodnocení výsledků CT vyšetření lékařem může být časově náročné, z toho důvodu začaly vznikat automatické metody pro zpracování objemových dat lidského těla, mezi které může být mimo jiné zařazena i segmentace žeber z hrudních CT snímků.

Vysegmentovaná žebra mohou složit například pro lepší vizualizaci hrudního koše při poranění hrudníku a jejich poloha může být využita pro následnou detekci dalších struktur lidského těla, především se však segmentace žeber uplatňuje při detekci anatomických abnormalit, nejčastěji metastáz, které na žebrech vznikají jako důsledek rakovinného onemocnění pacienta.

2 PŘÍSTUP K SEGMENTACI ŽEBER

Pro realizaci segmentace žeber z hrudních CT dat byl zvolen přístup založený na detekci středových linií žeber popsaný ve článku [1]. Prvotním krokem tohoto postupu je předzpracování vstupních dat, na které navazuje nalezení středových linií veškerých kostí hrudního koše, rozdělení těchto linií na krátká primitiva, následná klasifikace získaných primitiv a konečně, finální segmentace žeber s využitím metody narůstání oblastí. Dílčí výstupy jednotlivých kroků popsaných v následujících kapitolách jsou zobrazeny na obrázku 3.



Obrázek 1: a) Řez žebrem ve vstupních CT datech **b)** Řez žebrem v naprahovaném snímku **c)** Rozmazaný řez žebrem v naprahovaném snímku (s maximální intenzitou jasu ve svém středu)

2.1 PŘEDZPRACOVÁNÍ VSTUPNÍCH DAT

Prvním krokem popsaného segmentačního přístupu je převzorkování vstupních dat na požadovanou velikost. Je žádoucí, aby velikost jednotlivých snímků byla právě 256 x 256 pixelů a aby data obsahovala tomu odpovídající počet řezů a nedošlo tak k jejich deformaci ve směru vertikální osy lidského těla.

Následně jsou CT data naprahována, čímž dojde k segmentaci kostí. Velikost prahu je stanovena pevně, a to na hodnotu 1250 HU [2]. Po naprahování jsou ve snímcích v popředí patrné převážně kosti, kterým je přiřazena hodnota 1, měkkým tkáním je naopak přiřazena hodnota 0 a v naprahovaných snímcích představují pozadí.

Posledním krokem předzpracování je rozmazání vstupních dat ve všech třech směrech s využitím Gaussovského vyhlazovacího filtru. [2] To má za následek změnu intenzity jasu v řezech žebry. Jelikož naprahovaná žebra se jeví jako dutá, jsou hodnoty intenzity jasu jejich středů před rozmazáním nižší hodnoty než hodnoty intenzity jasu na jejich okrajích, po rozmazání je tomu naopak, což je žádoucí. Původní, naprahovaný a rozmazaný řez žebrem jsou zobrazeny na obrázku **Chyba!** Nenalezen zdroj odkazů.

2.2 DETEKCE STŘEDOVÝCH LINIÍ KOSTÍ

Po předzpracování vstupních dat následuje nalezení středových linií kostí, tvořených hřebenovými voxely – ty jsou definovány jako pozice lokálního maxima v rovině kolmé na osu kosti (respektive žebra). Tato rovina je definována dvěma vlastními vektory Hessovy matice **H**, která sestává z hodnot druhých parciálních derivací v posuzovaném bodě. Vlastní vektory Hessovy matice jsou seřazeny sestupně podle velikosti jejich vlastních čísel, přičemž vektory v_1 a v_2 definují zmíněnou rovinu a vektor v_3 je na ni pak kolmý, jak je vidět na obrázku 2. [1]

Výše popsaná rovina je definována pro každý nenulový voxel předzpracovaných vstupních dat. V této rovině je nalezeno 8-okolí posuzovaného voxelu, který je označen jako lokální maximum (respektive hřebenový voxel), je-li jeho hodnota intenzity jasu vyšší, než hodnota intenzity jasu všech voxelů v jeho okolí. Jelikož souřadnice sousedních bodů mohou nabývat libovolných reálných hodnot, a tudíž mohou spadat mimo definované body vzorkovací mřížky, jejich hodnota intenzity jasu je získána s využitím interpolace.





2.3 TVORBA PRIMITIV

Dalším krokem algoritmu je rozdělení středových linií kostí na krátká primitiva. Každé primitivum představuje sadu několika hřebenových voxelů s podobnou polohou a obdobnými vlastnostmi. Primitiva vznikají tak, že ze souboru veškerých nalezených hřebenových voxelů je náhodně vybrán jeden bod, jehož okolí je následně prohledáváno. Ke vznikajícímu primitivu mohou být přidány ty hřebenové voxely nalezené v okolí, které mají podobné vlastnosti jako body, které již jsou sou-částí primitiva. Pro přidání k primitivu musí nový kandidát splňovat následující tři podmínky.

První podmínka udává maximální možnou vzdálenost nového kandidáta od referenčního voxelu. Tato vzdálenost může nabývat libovolné kladné hodnoty a udává maximální velikost mezery mezi dvěma voxely středových linií, která může být při tvorbě primitiv tolerována. Další podmínka ověřuje prostorovou orientaci vlákna (respektive středové linie), ze kterého daný voxel pochází. Je žádoucí, aby orientace vlákna referenčního voxelu a vlákna kandidáta pro přidání byla co nejpodobnější. Poslední podmínka zajišťuje, že referenční voxel i kandidát pro přidání pocházejí z totožného vlákna – mohlo by se stát, že nový kandidát splňuje obě předešlé podmínky, avšak nachází se na vlákně, které je rovnoběžné s vláknem, ze kterého pochází voxel referenční, což je nežádoucí. [1]

K primitivu jsou opakovaně přidávány hřebenové voxely splňující definované podmínky, dokud se v okolí primitiva nacházejí vyhovující voxely nebo dokud není dosaženo maximální velikosti primitiva, která byla stanovena na 25 voxelů. Poté je ze zbývajících hřebenových voxelů náhodně vybrán nový počáteční bod další sady hřebenových voxelů. Tento proces se opakuje tak dlouho, dokud nejsou všechny hřebenové voxely součástí nějakého primitiva.

2.4 KLASIFIKACE PRIMITIV

V tomto kroce jsou vytvořená primitiva klasifikována do dvou kategorií podle toho, zdali reprezentují část žebra či nikoliv. Pro účely klasifikace je třeba z jednotlivých primitiv vyextrahovat příznaky, na základě kterých je rozhodnuto tom, do jaké ze dvou kategorií primitivum spadá.

Příznaky mohou být rozděleny do dvou skupin – *lokální*, popisující obecné vlastnosti primitiva a *vzájemné*, popisující interakce mezi dvěma sousedními primitivy. Mezi lokální příznaky patří délka a zakřivení primitiva, délka jeho projekce do jednotlivých os, průměrná hodnota jasu primitiva, hodnoty parciálních derivací v poloze primitiva a mnoho dalších. Vzájemnými příznaky jsou pak úhel a vzdálenost mezi dvěma sousedními primitivy, průměrná hodnota jejich délek či zakřivení nebo například absolutní rozdíl souřadnic jejich středů. Pro každé primitivum je odvozeno celkem 61 příznaků. [3]

Samotná klasifikace je realizována klasifikátorem k-nejbližších sousedů, který se pro tento účel ukázal jako nejvhodnější. Nejlepších výsledků bylo dosaženo v případě, že v příznakovém prostoru byli v úvahu bráni právě tři nejbližší sousedi klasifikovaného primitiva a počet příznaků byl na základě jejich důležitosti redukován na 34. Důležitost jednotlivých příznaků byla získána pomocí ROC křivek, odstraněny byly taktéž příznaky jejichž vzájemný korelační koeficient byl vyšší než 0,8. Zbylé příznaky byly transformovány tak, aby měly nulový průměr a směrodatnou odchylku rovnou jedné. Pro účely učení klasifikátoru bylo použito 9 ručně anotovaných CT skenů.



Obrázek 3: Jednotlivé mezivýsledky popsaného algoritmu

a) Vstupní, naprahovaná data b) Středové linie kostí c) Soubor všech primitiv d) Primitiva klasifikovaná do dvou tříd (žebro / ostatní) e) Finální segmentace žeber

2.5 FINÁLNÍ SEGMENTACE ŽEBER

Po odstranění nežádoucích primitiv ze setu se zbylá primitiva (středové linie žeber) stanou počátečními body (seedy) metody narůstání oblastí v trojrozměrném prostoru. V průběhu narůstání oblastí je prohledáváno okolí iniciačních bodů, přičemž k vysegmentované oblasti jsou přidávány ty voxely, které splňují dvě podmínky pro přidání. Při prohledávání okolí je uvažováno 18-okolí posuzovaného bodu.

Primárním parametrem pro přidání nového voxelu je hodnota intenzity jeho jasu, která se nesmí lišit od referenční hodnoty o více než \pm 60 HU. Průměrná hodnota jasu již vysegmentované oblasti (referenční hodnota) je aktualizována vždy po přidání 100 nových voxelů, čímž je zajištěna pozvolná změna podmínek pro přidání dalších bodů. Aby nedocházelo k případné segmentaci okolních měkkých tkání, mohou být k vysegmentované oblasti přidány pouze ty voxely, jejichž euklidovská vzdálenost od některého z prvotních, iniciačních bodů je nižší než 25.

3 VÝSLEDKY

První tři kroky realizované metody segmentace žeber je obtížné objektivně vyhodnotit. Jako kritérium pro popis úspěšnosti klasifikace primitiv byla zvolena senzitivita a specificita. Senzitivita udává počet správně označených primitiv reprezentujících středové linie žeber, naopak specificita popisuje počet primitiv náležících ostatním strukturám (páteř, lopatky, klíční kosti, ...), která jako žebra označena nebyla. Hodnota specificity ovlivňuje kvalitu finálního výsledku více než hodnota senzitivity, jelikož na klasifikaci primitiv navazuje krok narůstání oblastí a je žádoucí, aby se počáteční body této metody nacházely pouze v oblasti žeber, nikoliv v okolních strukturách, a nedocházelo tak k nežádoucí segmentaci těchto struktur. Bylo dosaženo následujících hodnot úspěšnosti:

- senzitivita: 93,42%
- specificita: 97,63%

Hodnoty úspěšnosti klasifikace byly získány formou křížové validace – soubor 10 ručně označených CT skenů byl vždy rozdělen na 9 trénovacích a 1 testovací CT sken, přičemž uvedené hodnoty úspěšnosti jsou průměrem hodnot získaných ve všech 10 dílčích cyklech křížové validace.

Úspěšnost finální segmentace žeber byla zhodnocena pouze subjektivně. Z obrázku 3e) je patrné, že popsaný algoritmus selhává zejména během segmentace počátků žeber a jejich napojení na páteř, což je způsobeno absencí počátečních bodů v této oblasti během finální segmentace. Naopak těla žeber, konce žeber a jejich napojení na hrudní kost jsou vysegmentována správně.

4 ZÁVĚR

Tento článek se zabývá metodou segmentace žeber založenou na detekci jejich středových linií a následném narůstání oblastí. Popsaná metoda je odolná vůči případným patologiím ve vstupních CT datech jako jsou například zlomeniny žeber. Vysegmentovaná žebra mají vysoký potenciál pro zrychlení a usnadnění diagnostického procesu pro lékařský personál například při detekci nádorů.

Postup segmentace byl zrealizován dílčími funkcemi v programovacím prostředí Matlab. Funkce realizující finální segmentaci metodou narůstání oblastí vykazuje jisté nedostatky a to především při segmentaci počátků žeber, zbylé části žeber jsou vysegmentovány kvalitně. Výsledná segmentace je do značné míry ovlivněna vhodným nastavením parametrů jednotlivých funkcí algoritmu.

Pro účely klasifikace primitiv bylo použito 10 ručně anotovaných CT skenů a bylo dosaženo celkové úspěšnosti klasifikace přibližně 95,5%. Použité CT skeny pocházejí z volně dostupné databáze RIDER Lung CT Dataset.

REFERENCE

- [1] STAAL, Joes, Bram VAN GINNEKEN a Max A. VIERGEVER. Automatic rib segmentation and labeling in computed tomography scans using a general framework for detection, recognition and segmentation of objects in volumetric data. *Medical Image Analysis*. 2007, **11**(1), 35-46 [cit. 2020-03-11]. DOI: 10.1016/j.media.2006.10.001. ISSN 13618415.
- JAN, Jiří. Medical image processing, reconstruction, and restoration: Concepts and Methods. Boca Raton, FL: Taylor & Francis, 2006. ISBN 9780824758493.
- [3] STAAL, Joes, Bram VAN GINNEKEN a Max A. VIERGEVER. Automatic Rib Segmentation in CT Data. Computer Vision and Mathematical Methods in Medical and Biomedical Image Analysis. Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg, 2004, 2004, s. 193-204 [cit. 2020-03-11]. Lecture Notes in Computer Science. DOI: 10.1007/978-3-540-27816-0_17.

AUTOMATED HUMAN RECOGNITION FROM IMAGE DATA

Lukáš Dobiš

Master Degree Programme (2.), FEEC BUT E-mail: xdobis01@stud.feec.vutbr.cz

> Supervised by: Radim Kolář E-mail: kolarr@feec.vutbr.cz

Abstract: This paper describes an approach for automated human recognition by using convolutional neural networks (CNN) to perform facial analysis of persons face from image data. The predicted biometric indicators are following: age, gender, facial landmarks and facial expression. Network architectures with pretrained weights for each task are described. Script of interconnected CNN is explained and its results support further proposed expansion plans for live video inference.

Keywords: deep learning, computer vision, convolution neural networks, face detection, age estimation, gender classification, emotion classification

1 INTRODUCTION

This paper deals with applying multiple pretrained convolutional neural networks (CNN) to automate human recognition from image data. For various security, commercial and service reasons there exists demand for automated human recognition algorithms. Various CNN architectures have been designed by researchers purely to extract individual biometric indicators like gender, age, race, or facial landmarks. Here distinct CNNs have been interconnected to create automated human face detection and subsequent age, gender and emotion classification from image data.

2 NEURAL NETWORK ARCHITECTURES

Task is divided into two main parts. In first part image is given as input to CNN called RetinaFace [3] which returns parameters of position of detected face and position of 5 facial landmarks (eye centers, mouth corners, tip of nose). RetinaFace is face detector based on general purpose one-stage object detection architecture RetinaNet. Second part uses these positions of bounding boxes to crop face from image to serve as new input for other CNNs. Consistent Rank Logits (CORAL) model is CNN suited for ordinal regression tasks and is responsible for age estimation [2]. In the last step, face is analyzed by two CNNs [1], first CNN classifies gender and second CNN emotion.

2.1 FACE DETECTION

Object detection in general is done by localizing and correctly classifying object, its output comes in form of parameters of bounding box which envelops detected the object. For facial detection this means generating a set of bounding box candidates resembling face and ensuing classification of bounding box candidate as a face. During training, error of outputted bounding boxes is used to evaluate CNN loss function, from which are derived weight updates for backpropagation. RetinaFace uses multitask focal loss function for training CNN to find face and facial landmarks (1,1)[3].

$$L = L_{cls}(p_i, p_i^*) + \lambda_1 p_i^* L_{box}(t_i, t_i^*) + \lambda_2 p_i^* L_{pts}(l_i, l_i^*) + \lambda_3 p_i^* L_{pixel}$$
(1)

First element $L_{cls}(p_i, p_i^*)$ is face classification softmax loss, where p_i is probability of face. Second element $L_{box}(t_i, t_i^*)$ is box regression loss. Parameters t_i are bounding box geometric transformation

parameters. Third element is $L_{pts}(l_i, l_i^*)$ is facial landmark regression loss with landmark coordinates l_i . Fourth element L_{pixel} is Dense Regression Loss, it is pixel-wise difference of rendered 2D face and ground truth face. Star parameters are ground truth and without star are prediction. Last parameters $\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3$ are weights with values 0.25, 0.1 and 0.01. Full description of equation is in paper [3].



Figure 1: RetinaFace one-stage pixel-wise face localization employs extra-supervised and self-supervised multi-task learning in parallel with the box classification and regression branches [3]

2.2 FACIAL ANALYSIS

Age can be treated as ordinal property to use probability classification for estimation. To achieve better accuracy it is as a problem reformulated into multiple K-1 binary classification tasks. CORAL network on 2, further extends this as rank label y_i is extended into K-1 binary labels $y_i^{(1)}, ..., y_i^{K-1}$, where $y_i^{(k)} \in \{0, 1\}$ indicates if y_i exceeds rank r_k . So instead of single ordinal age label, CORAL has annotation form of binary vector where ones start at index of original age label ordinal value. This allows for training simple CNN with K-1 binary classifiers in output layer. Sum of the output vector is predicted age. Use of weight bias sharing reduces class imbalances of training data set [2].



Figure 2: CORAL model architecture [2]

Gender classification network classifies into woman and man labels. For this it utilizes CNN binary classification architecture [1]. Emotion is classified similarly, but using architecture for multiple class classification. It can classify emotion into angry, disgust, fear, happy, sad, surprise and neutral labels [1]. Both networks take greater crop then bounding box face because networks were trained to utilize semantic information about hair to deliver more accurate prediction, mainly for gender.

3 IMPLEMENTATION

Implementation of CNNs has been written in programming language Python. All networks had their weights and necessary code for network initialization downloaded from github repositories of CNNs authors. RetinaFace and CORAL networks were implemented with PyTorch framework, while gender and emotion networks were implemented with Keras API using TensorFlow framework.

Main script is Recognition.py that takes as input directory of images to be analyzed and directory of analyzed images and detection metadata to be saved. Other optional inputs are RetinaFace base architecture and weights (default ResNet-50 or MobileNet-0.25), CORAL weights training data set (AFAD,CACD,default MORPH,UTK) and processing unit (default CPU,GPU).

Script contains functions and classes from authors scripts which are used to create network model and load weights. Script starts with reading user inputs and based on user input initializes each CNN.

Next input directory is iterated over for filenames ending with .png,.tiff or .jpg suffix. Filename is then loaded as numpy array using opencv library and resized if its size is greater than threshold. Numpy array RGB image is then extended into neural network tensor format [batch size,depth,height,width] and converted to torch tensor datatype. Tensor is mapped into CPU or GPU based on input. In this format image is passed to RetinaFace network which returns bounding boxes in form of top left and bottom right coordinates and their probability scores. Third output are parametrized landmarks that are decoded into image coordinates from image size. Boxes with low probability are rejected and overlapping boxes are united using non-maximum suppression.

Information about top left and bottom right corner is used to crop raw image. Cropped image of face is resized into 128x128 and centered then converted to torch tensor datatype. Which is then mapped to CPU or GPU and has added fourth dimension to keep tensor format. In this form is image passed to CORAL model which returns vector of age probabilities, this vector is thresholded by 0.5 and then is summed into estimated age label. To this label is added bottom age limit of picked data set of CORAL weights. This is final age prediction.

Similarly bounding box location is used to crop out face, but area is larger. It takes 50% wider and 66% longer face area then original bounding box. This cropped face image is then copied and copy is converted to gray scale. Both images are normalized and RGB variant is resized into 48x48 size and gray variant into 64x64 size. Both are then extended into tensor and mapped to CPU or GPU. Color face image is classified by gender classification network and gray face by emotion classification network. Both networks output a vector of label probabilities where maximum is prediction.

All recognized faces with their predictions are drawn onto raw image and then saved to inputted save directory. Along with analyzed image the following data is stored in .txt file with same name: recognized faces bounding boxes metadata with predicted age, gender and emotion.

4 RESULTS AND CONCLUSION

As CPU was used AMD Ryzen 5 2600 Six-Core 3.4 GHz Processor and for GPU NVIDIA GeForce GTX 1060 6GB. Inference speed of each forward propagation through network is in Table 2. Grid of analyzed images on Figure 3, showcases script results with predictions of all used networks. Each image has used for age estimation different CORAL weights.

	Precision Easy	Precision Medium	Precision Hard
Resnet-50	95.482%	94.046%	84.430%
MobileNet-0.25	90.708%	88.165%	73.827%

CNN network	CPU speed	GPU speed
RetinaFace Resnet-50	1.8449s	1.6341s
RetinaFace MobileNet-0.25	0.1372s	0.0817s
CORAL model	0.1407s	0.0198s
Gender model	0.0074s	0.0071s
Emotion model	0.0060s	0.0058s
One image analysis (MobileNet)	0.3262s	0.1960s

 Table 2: CNN average inference speed in Recognition.py, tested on 100 images (single face)





Figure 3: Recognition script output showing different age predictions for CORAL weights trained on different data sets (AFAD - top left, CACD - top right, MORPH - bottom left, UTK - bottom right)

This paper describes basic scalable groundwork for further additional facial analysis. RetinaFace predicts reliably as can be seen on face detection data set WIDER FACE on Table 1, gender network has 85.33% accuracy on IMDB celebrity data set, emotion network has accuracy 73.14% on fer2013 emotion data set. Overall the most underperforming prediction is age estimation but that is also the most difficult task. All data sets yielded good and bad results depending on person reflecting their training data set nuances, Figure 3. Lightweight image analysis is under 1 second, but this highly depends on number of faces per image, so for more than 3 people in one image, the prediction would not be usable for real time use. This work in future expects to optimize inference speed and to add and design LSTM layer as penultimate layer in the CORAL network. This temporal information should potentially improve age prediction accuracy, goal is to achieve live video feed inference performance.

REFERENCES

- [1] Arriaga, O., Valdenegro-Toro, M. and Plöger, P., 2017. *Real-time convolutional neural networks for emotion and gender classification.* arXiv preprint arXiv:1710.07557.
- [2] Cao, W., Mirjalili, V. and Raschka, S., 2019. *Consistent rank logits for ordinal regression with convolutional neural networks*. arXiv preprint arXiv:1901.07884.
- [3] Deng, J., Guo, J., Zhou, Y., Yu, J., Kotsia, I. and Zafeiriou, S., 2019. *RetinaFace: Single-stage Dense Face Localisation in the Wild.* arXiv preprint arXiv:1905.00641.

Magisterské projekty

Biomedicínské inženýrství a bioinformatika, Zpracování signálů, obrazu a dat II

CREATION OF PREMATURELY BORN INFANT AIRWAYS MODEL BASED ON X-RAY CT AND MRI SCANS

Jakub Lázňovský

Master Degree Programme (2), FEEC BUT E-mail: xlazno01@stud.feec.vutbr.cz

> Supervised by: Jiří Chmelík E-mail: chmelikj@feec.vutbr.cz

Abstract: Proposed contribution deals with the creation of infants' airway model, based on available clinical MRI and CT scans of newborns. For this purpose, an algorithm which extracts the airway geometry was developed. Resulting geometry is consequently transformed to the airway model in stereolithography format, suitable for further analysis. The algorithm was tested on the data which correspond to an infant born in 30 weeks of gestation and scanned 14 days after birth. Thus, the model corresponds to the 32 weeks old infant.

Keywords: Airway model, Neonatology, Medical imaging, Image processing

1 INTRODUCTION

Insufficient lung development is still the highest mortality factor in prematurely born babies. Fortunately, there are breathing support devices which help infants to endure the critical phase of lung development. However, neonatologists often struggle with the correct settings of these supporting devices to provide maximum possible breathing support. The aim of this contribution is the development of a methodology for airway model creation. Created models based on proposed the methodology are suitable for the evaluation of anatomical parameters and understanding lung function. Lung function evaluation is based on realistic physical or numerical simulations [1]. Results of these simulations can help to explain the behaviour of the respiratory system in preterm infants under certain breathing conditions. This approach of airway system modelling is suitable to avoid ethically problematic experimental tests on preterm infants. The geometry construction is based on MRI (Magnetic Resonance Imaging), and X-Ray CT (X-ray Computed Tomography) scans. Based on these scans, the airway geometry was extracted according to proposed segmentation techniques, and the final model in stereolithography format was exported.

2 OBTAINED DATA

The geometry is based on two diagnostic measurements. The first one is an MRI scan of the head of 2 weeks old patient born in 30. week of gestation which also includes trachea up to first bronchioles branching. The second scan is CT of lungs with the one-month-old infant with an unknown week of gestational age. This dataset was chosen from all available datasets due to the best dimensional similarity to fundamental MRI head scan. The similarity was evaluated as trachea dimensions in the three selected trachea cross-sections. Proposed dataset combination is necessary because no dataset containing both - upper and lower airways, was available to this study. Both datasets are reconstructed separately for every orthogonal plane with the anisotropic voxel size. In the case of CT data, three additional reconstructions are available thanks to contrast agent imaging. The voxel size of the MRI data is $0.5 \times 0.5 \times 2.5$ mm and CT data $0.34 \times 0.34 \times 1.25$ mm respectively.

3 IMAGE PROCESSING

In order to create the airway geometry, it is necessary to pre-process data for consequent airways segmentation. Infants' airway segmentation is a challenging task due to insufficient data quality for standard segmentation methods. Final geometry export to the model in stereolithography format was applied with gaussian smoothing. Smoothing filter works iteratively three times with gaussian kernel size 5.

3.1 IMAGE PREPROCESSING

Image pre-processing consists of image resampling and image filtering. Image resampling is executed to achieve isotropic voxel resolution 0,2 mm for all available reconstructions. The resampling factor for interpolation to voxel size 0,2 mm was chosen to reach the best compromise between spatial and contrast resolution. This resampling step does not allow to segment tinier structures but reduces stair-step artefacts which arise from big voxel size.

The second step of image pre-processing is image filtering. Based on [2] was chosen bilateral filter for image enhancement. The bilateral filter is nonlinear and is used for image smoothening and noise reduction while preserving edges. The kernel of filtration here depends not only on the distance but also on the intensity of the surrounding pixels related to the investigated pixel. In this case, the Gaussian kernel with standard deviation = 3 and size of the filter = 5 was chosen.

3.2 Image segmentation

Segmentation of both image datasets is based on custom-written Region Growing algorithm [3], developed in Matlab programming environment. The algorithm itself is automatic, and only manual correction of segmentation in locations with insufficient contrast is essential. The voxel selected as an initial seed is always in the region, where its' 26-neighbourhood has the lowest intensity. In MRI data of upper airways, this region corresponds to the nasal cavity. In CT data of lower airways, this region corresponds to the trachea, which is the standard location for initial seed placement in case of lower airways segmentation. The 26-neighbourhood mask ensures that no noise voxel will be selected as an initial seed. The region growing process itself utilizes an adaptive threshold to find voxels corresponding to the air which is contained in airways. The growing segment proceeds through the airways until it encounters a tissue or (developing) bone. Additionally, the algorithm detects leakage of the growing segment beyond the airways. Based on intensity values in the mask surrounding the considered voxel, lung parenchyma can be recognized and growing in this part of the volume is stopped.

The proposed algorithm works properly in regions with sufficient air/tissue contrast and in case of the tracheobronchial tree up to the bronchioles in 1,2 mm of its' diameter. This diameter corresponds to the second generation of branched bronchioles. Additional bronchioles were segmented by fine manual segmentation (Fig.: 1.). The Segmentation algorithm is executed on all available reconstructions of a particular dataset. All obtained masks are then thanks to the equal voxel size merged to obtain final segmented geometry.

3.3 Image registration

Image registration part of the algorithm works semi-automatically. At first, trachea volume in both datasets is detected by the algorithm thanks to its cylindrical shape. In the second step, the centres of trachea's mass are overlapped. This pre-alignment step facilitates further manual final registration. Manual registration is executed based on the first airway branching. The main task is to shift and rotate segmented lower respiratory tract data to overlap the trachea volume as much as possible. The



Figure 1: Segmented airways: Green line - automatic segmentation by Region Growing, Red line - fine manual adjustment. (A) MRI of head - sagittal view, (B) CT of lungs - transversal view

overlapping part of the trachea, which is present in both datasets was preserved form CT dataset due to higher air/tissue contrast, and thus higher relevance of trachea segmentation. Despite, the trachea dimensions are in both datasets approximately identical. The final location of the datasets connection is chosen based on the maximal restriction of stairstep artefact. The tilt of both datasets was based on the knowledge that the nasal cavity should be perpendicular to the frontal plane of lungs. Moreover, the primary bronchi of both datasets have to overlap.

4 RESULTS

Based on literary research, the algorithm for image quality enhancement, improved region growing segmentation and image pre-alignment, was developed. The Proposed algorithm is able to distinguish airways, including bronchioles up to 1,2 mm in diameter. The dimension 1,2 mm is given by the minimum sufficient contrast resolution, although the voxel size is thanks to isotropic resampling 0,2 mm. The registration procedure is semi-automatic due to the necessity of manual translation and rotation of the lower respiratory tract segmented volume. The segmented and registered geometry is converted to .stl format, suitable for export to downstream systems for rapid prototyping and further analysis. The voxel size 0,2 mm is small enough to avoid sharp edges in the vertex representation. Nevertheless the gaussian smoothing was applied to ensure smooth transients between all structures, especially in the region of datasets combination. Since this conversion, the geometry is represented as a model corresponding to an infant born in 30 weeks of gestation and scanned 14 days after birth. Thus the model corresponds to the 32 weeks old infant (Fig.: 2). The model includes whole airways except for the oral cavity, which is not possible to recognize due to spatial and contrast resolution of available datasets. The oral cavity is in the case of modelling infants' airways negligible due to administration of breathing support via nasal cannulas. The model is as a representative, as the segmentation is valid. The datasets registration does not influence the parameters of the model because the age of both infants was very similar. The validity of the segmentation was consulted and approved with a physician-newborns radiologist. All of the main structures are included in segmentation, only small details below the scan resolution limit cannot be detected, but this imperfection will not significantly influence the model properties.



Figure 2: Resulting infant airway model. (A) Frontal view, red arrow: location of datasets combination. (B) 45° rotated view, red arrow: third generation of bronchioles branching added by fine manual segmentation.

5 CONCLUSION

Based on available datasets, an algorithm was developed to create a model of the airways of prematurely born infants. The procedure is based on image quality enhancement, airways segmentation and registration of required datasets. The segmentation was executed separately for the upper and lower respiratory tract, in all individual image reconstructions. These individual segmented datasets were consequently registered into the whole respiratory tract. Registration was executed according to the primary bronchi location. Subsequently, were these segmented data exported into .stl format, suitable for rapid prototyping and anatomical parameters analysis. The proposed algorithm will be utilized for further models of infants airways creation.

ACKNOWLEDGEMENT

This project was supported by project GA ČR - Czech science foundation: Vliv vývoje plic u novorozenců a dětí na charakteristiky proudění a depozici aerosolů - výpočtové modelování a experimentální validace (Project code 20-27653S).

REFERENCES

- LIZAL, F, ELCNER J, K HOPKE, P, JEDELSKY, J a JICHA, M. Development of a realistic human airway model. Proceedings of the Institution of MechanicalEngineers, Part H: Journal of Engineering in Medicine. 2011, 226(3), 197-207. DOI: 10.1177/0954411911430188. ISSN 0954-4119.
- [2] VIJAYA, G. a SUHASINI, A. "An adaptive preprocessing of lung CT images with various filters for better enhancement." Academic Journal of Cancer Research 7.3 (2014): 179-184. DOI: 10.5829/idosi. ajcr.2014.7.3.84231. ISSN 1995-8943.
- [3] WALEK, P, LAMOŠ, M a JAN, J. Analýza biomedicínských obrazů: počítačová cvičení. Druhé, aktualizované. Brno: Vysoké učení technické v Brně, 2015. ISBN

REPRODUCIBLE ANALYTICAL PIPELINE FOR USING RAW RNA-SEQ DATA FROM NON-MODEL ORGANISMS

Jana Schwarzerová

Master Degree Programme (2), FEEC BUT E-mail: xschwa16@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Karel Sedlář

E-mail: sedlar@feec.vutbr.cz

Abstract: Current biotechnological research of bacterial or archaeal genomes has huge potential due to the use of the next generation sequencing (NGS) platforms. NGS era unravelled huge analysis data for sufficiency description microorganisms with ecology potential in future. Nowadays, efforts lie in creating comprehensive pipelines that can be used for pre-processing analysis to enable effective following steps of high throughput data processing. This paper deals with design of data analysis pipeline for using raw RNA-Seq data that was applied to the *Clostridium beijerinckii* NRRL B-598. The bacterium is typical performer in the field of biofuels production thanks to its ability to produce butanol. Unfortunately, it is non-model organism as many other microorganisms which can be of great potential from ecological point of view. The proposed pipeline offers to take necessary steps in initial data processing that produces data of comparable quality to widely studied model organisms. Therefore, it can be combined with following pipelines for gene regulatory network inference, which was up to date matter of non-model organisms.

Keywords: RNA-Seq, Next generation sequencing, *Clostridium beijerinckii* NRRL B-598, Transcriptome

1 INTRODUCTION

RNA-Seq [1] is one of sequencing methods which originated in the NGS era. Currently, sequencing methods are constantly developed to overcome older techniques e.g. microarrays. We have many algorithms for processing microarray data but the method is more expensive than RNA-Seq and more difficult to perform in wet lab process thus it can leaded to erroneous data. Fortunately, we can obtain the same or even higher information value from RNA-Seq data than from microarray data if we correctly and effectively do pre-processing analysis data. In this study, a novel data analysis pipeline for processing RNA-Seq data is described while it is immediately applied to *Clostridium beijerinckii* NRRL B-598. This bacterium belongs to the group of non-model organism, which can have huge potential for environmentally friendly approach. Specifically, the *C. beijerinckii* NRRL B-598 is a butanol producer, which is in demand, because nowadays there is a focus on sustainable microbial production of biobased fuels. Thus, RNA-Seq data that was obtained from this bacterium were processed by the proposed data analysis pipeline.

2 METHODS

RNA-Seq is a sequencing technique of NGS which analyses the transcriptome. A transcriptome includes mRNA and information about molecules expressed by an organism. It is used for understanding exploration of the information hidden within genome with its functional protein expression. Generally, RNA-Seq is method for measuring gene expression, which gives us an information about mRNA. Data analysis pipeline for using raw RNA-Seq can be divided to two parts which are pre-processing analysis data part and analysis data part. The whole pipeline is available from Github `JanaSchwarzerova/Analytical-pipeline-rawRNA-Seq`.

2.1 **PRE-PROCESSING ANALYSIS PIPELINE**

In the Figure 1, we can see first part of data analysis pipeline. This part was inspired by preprocessing workflow [2] which is standard in pre-processing RNA-Seq. FastQC [3] is used to check the overall sequence quality, as CG percentage distribution and presence or absence of overrepresented sequences. Wet lab protocols usually include an rRNA removal step, nevertheless it is recommended to do rRNA filtering. SortMeRNA tool [4] is helpful for rRNA filtering.

Quality of a base pair is linked to its position in the read, thus the last cycle of the sequencing process has a lower average quality than the earliest. There is a common approach to increase the mapping rate of reads by removing the low-quality bases, it is called quality trimming and Trimmomatic tool [5] is applied in this step. FastQC is performed to ensure quality trimming and adapter removal steps. The final step is the reads alignment to a reference. The aligner is usually chosen based on the type of reference available. STAR [5] is recommended to use for based on genome alignment of RNA-Seq data. In the process of alignment to the genome there is needed to get the index genome. If the genome index is prepared, sample reads can be aligned to it. There is created a SAM file, sorted by sequence position and after it can be converted into BAM format.



Figure 1: First part of data analysis pipeline RNA-Seq

2.2 ANALYSIS PIPELINE

Analysis pipeline is divided to quantification and differential gene expression analysis. The quantification approach is based on quantifying gene expression by the RNA-Seq count number of reads mapped to each gene. Approach to create count table is based on R/Bioconductor feature-Counts [7]. The final and the most important steps in data analysis pipeline for using raw RNA-Seq is normalisation. It is usually provide by the Read Per Kilobase of exon Model per million reads (RPKM), Fragments Per Kilobase of exon Model per million reads mapped (FPKM) or other normalisation that is based on the negative binomial as the reference distribution such as DESeq2 [8]. The final step for evaluation analysis is provided using Principle Components Analysis (PCA) plot with applying regularized log transformation. It is one way to visualize sample to sample distances that gives us information about diversity of dataset.

2.3 MATERIALS

The data analysis pipeline for using RNA-Seq were applicated on raw RNA-Seq data from *C. beijerinckii* NRRL B-589. This pipeline was applied to seven different replicates which was sequencing in six time-points that covers all metabolic stages. These replicates are called A, B, C, D, E, F and G. The replicates A, B and C are described in study by Sedlar et al. [9], replicates D and E are described in the study by Patakova et al. [10] and the replicates F and G are mentioned in study by Sedlar et al. [11]. Replicate A was sequencing using HiSeq, but other replicates were sequencing using NextSeq. B, C, D, E replicates were sequenced under the same conditions, these replicates represent standard cultivation transcriptomes. However, B and C replicates was obtained from different study as D, E replicates. Replicates F and G represent butanol shock transcriptomes. B2, C2, D2, E2, F1 and G1 samples are obtained from three different studies, but same conditions and so we can expect that these samples are going to become cluster.

3 RESULTS

In the pre-processing part of the data analysis pipeline. In the Figure 2 on the left there is visualization change between raw data and filtered data. Per sequence GC content where green curve represents our filtered data is more closely to the theoretical normal distribution of GC content. The modal GC content is calculated from the observed data and used to build a reference distribution. After were applicated Trimmomatic tool and filtered data were trimming. Then we observed changes mainly in sector Sequence length distribution in FastQC report however all sequences from all samples satisfied theoretical prerequisites.



Figure 2: GC distribution data sequences in point-time 8,5 h from replicate B before and after filtering rRNA and results of STAR tool on the right

Before using STAR tool, it was needed to create the index genome. We use genome format .gff3 no. CP011966.3 [9], which is available in the NCBI GenBank database. Then, samples were aligned using the STAR tool. The results of STAR tool mapping are shown in Figure 2.The mean of aligned of all samples is 8.3 million uniquely mapped reads. The maximum of aligned of all samples is 19.6 million uniquely mapped reads and it is included in replicate A in forth time-point. The minimum is 1.3 million uniquely mapped reads and it is in replicates F and G in fifth time-point.

In the second part, data analysis pipeline provided quantification approach and differential analysis, too. During quantification approach count table that included 5277 genes were created. Count table were normalized using RPKM and DESeq2 approach. The correction of results of the applied data analysis pipeline to *C. beijerinckii* NRRL B-598 can be verified visualization using PCA plot. In Figure 3 on the right side there is PCA plot where we can see that replicates which are same conditions become the clusters. The situation was confirmed using UPGMA plot which is based on R/Bioconductor phangorn [12] on the left side in Figure 3. It can be considered a fulfilment theoretical prerequisites and so we can declare that designed and created data analysis pipeline is correct and provides reproducible results.



Figure 3: Plot of UPGMA from all replicates on the left and finally visualization using PCA plot

4 CONCLUSIONS

NGS era brought huge analysis data for sufficient description if microorganisms, e.g. the RNA-Seq that is often used to describe transcriptome. However, there was no general pipeline which can enable effective following processing of gathered high throughput data. In this paper we were created data analysis pipeline for using raw RNA-Seq. The whole pipeline is available from Github `Ja-naSchwarzerova/Analytical-pipeline-rawRNA-Seq`. The pipeline was applied to *C. beijerinckii* NRRL B-598. We knew conditions under which *C. beijerinckii* NRRL B-598 transcriptomes were sequenced, we could verify that proposed data analysis pipeline was correct and produced reproducible results. Naturally, the pipeline can be applied to various RNA-Seq data from different microorganism and can help to describe non-model organisms.

ACKNOWLEDGEMENT

Computional resources were provided by the CESNET LM2015042 and the CERIT Scientific Cloud LM2015085, provided under the programme "Projects of Large Research, Development, and Innovations Infrastructures

This work has been supported by grant project GACR 17-00551S.

REFERENCES

- Wang, Z. et. Al. RNA-Seq: a revolutionary tool for transcriptomics. Nat Rev Genet 10, 57– 63 (2009).
- [2] DELHOMME, Nicolas et. Al., Guidelines for RNA-Seq data analysis. Epigenesys, 2014
- [3] WINGETT, SW et. Al. FastQ Screen: A tool for multi-genome mapping and quality control. 2018
- [4] KOPYTLOVA, E et. Al. SortMeRNA: fast and accurate filtering of ribosomal RNAs in metatranscriptomic data. [online]. 2012 [cit. 2020-03-08]
- [5] BOLGER, Anthony M. et. Al. Trimmomatic: a flexible trimmer for Illumina sequence data. *Bioinformatics*. 2014, 2114–2120
- [6] DOBIN, Alexander et. Al. STAR: ultrafast universal RNA-seq aligner. *Bioinformatics* [online]. 2012 [cit. 2020-03-08].
- [7] LIAO, Y, GK SMYTH a W. SHI. FeatureCounts: an efficient general purpose program for assigning sequence reads to genomic features. *Bioinformatics* [online]. 2014 [cit. 2020-03-08].
- [8] VARET, H et. Al. SARTools: A DESeq2- and EdgeR-Based R Pipeline for Comprehensive Differential Analysis of RNA-Seq Data. 2016.
- [9] SEDLAR, Karel et. Al. Transcription profiling of butanol producer Clostridium beijerinckii NRRL B-598 using RNA-Seq. 30 May 2018.
- [10] PATAKOVA, Petra et. Al. Acidogenesis, solventogenesis, metabolic stress response and life cycle changes in Clostridium beijerinckii NRRL B-598 at the transcriptomic level 04 February 2019
- [11] SEDLAR, Karel, Jan KOLEK, Markus GRUBER, et al. A transcriptional response of Clostridium beijerinckii NRRL B-598 to a butanol shock. 13 October 2019.
- [12] SCHLIEP, Klaus Peter. Phangorn: phylogenetic analysis in R. *Bioinformatics* [online]. 2011 [cit. 2020-03-13].

ANALYSIS OF THE TRAINING QUALITY OF BRAIN TUMOUR SEGMENTATION IN DEEP LEARNING THROUGH SIMILARITY

Usevalad Ustsinau

Master Degree Programme (2), FEEC BUT E-mail: xustsi00@stud.feec.vutbr.cz

> Supervised by: Jiri Chmelik E-mail: chmelikj@feec.vutbr.cz

Abstract: Manual segmentation of brain tumours in MR images is a time-consuming process, which increases the required time for the research of tumour development and its lesion on the cognitive functions of human. Recently there were developed modern solutions for this problem by using a fully automatic segmentation algorithm. As far as segmentation quality plays a highly important role for doctors, we have to train such a model with a significant amount of care to quality. In this paper, it is provided with an analysis of the training quality using state-of-art technology - convolutional neural network U-Net and with training on manually segmented data. The experiment has shown the effectiveness of the provided model and performed 50 training cases with the following analysis through the similarity. The results were put on the similarity matrix and dendrogram. The proposed outcome gives us certain ideas for future improving the quality of image segmentation.

Keywords: segmentation, convolutional neural networks, deep learning, U-Net

1 INTRODUCTION

The rise in deep learning performance through convolutional neural networks, due to their abstractions of different levels of features, motivated researchers to transfer their knowledge acquired by neural networks, when trained on millions of images into new tasks such as medical image segmentation, to benefit from their learned parameters, in particular, weights. By now it has already been invented several successful deep learning methods to solve the segmentation and detection task and to show the importance of medical automatic image recognition. The most common and the most used convolutional neural network for image segmentation is called U-Net, which was developed especially for biomedical image segmentation at the Computer Science Department of the University of Freiburg, Germany.

U-Net at the present moment is the state-of-art technique for image segmentation. However, this fully convolutional network is constantly modifying by international groups of scientists with upgrades for each specific aim. In the case of brain imaging sphere, great achievements can be discovered and shown in the Multimodal Brain Tumor Segmentation Challenge (BRATS) provided by Center for Biomedical Image Computing and Analytics (CBICA) and supported by non-profit corporation MICCAI. Due to the sheer number of such variants, it becomes increasingly difficult for researchers to keep track of which modifications extend their usefulness over the few datasets they are typically demonstrated on. In this article, it was chosen option of No New-Net by MIC-DKFZ team. Unlike other segmentation methods published recently, nnU-Net does not use complicated architectural modifications and instead revolves around the popular U-Net architecture [1]. MIC-DKFZ team have implemented a number of these variants and found that they provide no additional benefit if integrated into a well-trained U-Net. In this context, contribution to the BRATS challenges was intended to demonstrate that such a U-Net, without using significant architectural alterations, is capable of generating competitive state-of-the-art segmentations.

1.1 DATASET

Currently, one of the biggest open-source brain image datasets is provided by BRATS competitions. The vast majority of nnU-Net model was developed in the context of the Medical Segmentation Decathlon (http://medicaldecathlon.com) [2], where among different tasks the first one is brain tumour with based on the BRATS datasets. The main attributes of provided dataset are collected in Table 1.

	Table 1: Brain runiours Dataset Description
Target	Gliomas segmentation necrotic/active tumour and oedema
Modality	Multimodal multisite MRI data (FLAIR, T1w, T1gd, T2w)
Size	750 4D volumes (484 Training + 266 Testing)
Source	BRATS 2016 and 2017 datasets
Challenge	Complex and heterogeneously-located targets

 Table 1:
 Brain Tumours Dataset Description

2 METHOD

The final and ideal task of this experiment is to verify and improve the quality of image segmentation in convolutional neural networks and optimize the training dataset through its similarity. For analysis of the training quality between several cases, we can use record modalities of one patient for each training case consequently. Then we compare predicted segmentations with hand-marked ground truths by doctors from the original dataset, evaluate them and cluster or classify them. The presented similarity method can be used only, if the ground truth is known, which makes it unusable in real circumstances. However, if the final aim is to achieve a better quality of predictions in image segmentation, it can be implemented via optimized training dataset. Optimizing of the dataset will be organized with similarity classifier that needs ground truths only on the creating stage. To generate the automatic classifier, which can evaluate and optimize image datasets and also will be universal for all images is a generous task, which cannot be solved instantly and requires extensive discussion.

3 EXPERIMENT

For training of the models, it was used free GPU source - Google Colab. It offers conditions with 37 GB on disc space and Tesla K80 GPU plus intuitively understandable environment based on Jupyter Notebook. These characteristics do not allow us to provide an experiment on the whole dataset because the size is massive and not enough of available disc space. To solve this problem the dataset was reduced to 100 images, which should be sufficient for training of the networks and some experiments. NnU-Net gives us a variety of set-up for tumour segmentation: 2D, 3D and 3D cascade [3]. For increasing the speed of computation it was chosen the least-dependent capacity model type - 2D.

The experiment includes four steps. In the first step, it was a preparation of training weights. For such purpose, the network has been trained by 30 epochs on 100 images from the provided dataset. The obtained model was saved with its training weights. The saved weights will be used as initial conditions in the next steps. There was made due to the reason for preventing fail and also better visualizing the further training results with the possibility to give them assessment as upgrade or downgrade. Besides, from the received model, we can predict segmentation (Figure 1) and it can give us comparison before and after implementing the classifier.

The second step consisted of preparation and setting up the new pieces of training. Unfortunately, nnU-Net does not allow training the model on only one image. To complete the requirements it was used a data augmentation process - batchgenerators by MIC, DKFZ [4], wherefrom one original



Figure 1: Results of segmentation with full dataset and after removing the cluster

image converted into a set of five with random mirroring by X, Y, Z axes and spatial deformation with the low scale of the deformation parameters.

In the next step, we were training 50 separate models with obtained previously sets during 100 extra epochs. When the training process is done, we can perform inference of brain tumour segmentation for original dataset - 100 images. The calculation of segmentation quality will be provided through the similarity between predicted ground truth and the original one. For comparison of segmentation usually, it is used Dice Coefficient (F1 Score) which calculates as the Area of Overlap multiplied by 2 and divided by the Total Number of Pixels in both images. As a result, we have a value in the range from 0 to 1, where 1 signifies the greatest similarity between predicted and truth. Collecting all the values in a table and visualizing them on the heatmap can get us a similarity matrix (Figure 2a), i.e. one cell of the matrix corresponds to the dice score, that is trained on the corresponding training image, is used to segment the corresponding test image [5]. The resulting matrix indicates how similar each patient training case are to each other.

In the last step, from the heatmap, we built a dendrogram with the average method (also called the UPGMA algorithm) for analysing the results. The following dendrogram (Figure 2b) gives us several clusters of images, where each of them shows us a selection sample for training certain case. To prove this statement, we can take the worst cluster, which has the shadiest colours in a dendrogram and remove these images from the training. There are images 9, 11, 12, 24 and 28. When we will train the model on 95 images and inference the predictions, we can compare them with the predictions, which were made on the beginning of experiment (Figure 1). Compare results we can see how cases 11, 23 and 27 significantly improved their segmentation quality and others remain steadily.

4 CONCLUSION

In this paper, it was conducted a brief analysis of the training quality of brain tumour segmentation with state-of-art convolutional neural network nnU-Net. It shows us effectiveness and reliability in segmentation task, however, the quality can be improved. During the experiment it was trained 50



Figure 2: Similarity Matrix and its Dendrogram of 50 Training Cases

convolutional neural networks to assess the quality prediction and based on them it was built similarity matrix (Figure 2a). From the following matrix, we constructed dendrogram (Figure 2b) and displayed clusters of images. Deleting images from the worst cluster from the dataset we can achieve an increase of the segmentation quality more than 10 pct. in several particular cases (Figure 1). The discussion about training setup, an algorithm of clustering and similarity classifier, which unites data in a certain cluster is behind the scope of this paper and will be a future scientific spotlight.

ACKNOWLEDGEMENT

This work was carried out with scientific support from Dr. Michael Goetz from the German Cancer Research Center (DKFZ), Heidelberg, Germany.

REFERENCES

- Isensee F., Kickingereder P., Wick W, Bendszus M. and Maier-Hein K. *No New-Net* Brainlesion: Glioma, Multiple Sclerosis, Stroke and Traumatic Brain Injuries, Springer International Publishing, Cham, p. 234–244, ISBN 978-3-030-11726-9 (2019)
- [2] Isensee F, Petersen J., Klein A., Zimmerer D., Jaeger P. F., Kohl S., Wasserthal J., Kohler G., Norajitra T., Wirkert S., and Maier-Hein K. *nnU-Net: Self-adapting Framework for U-Net-Based Medical Image Segmentation*. Division of Medical Image Computing, German Cancer Research Center (DKFZ), Heidelberg, Germany arXiv:1809.10486 (2018)
- [3] Isensee F., et al. *nnU-Net: Breaking the Spell on Successful Medical Image Segmentation*. arXiv:1904.08128 (2019)
- [4] Isensee F., Jaeger P., Wasserthal J., Zimmerer D., Petersen J., Kohl S., Schock J., Klein A., Ross T., Wirkert S., Neher P., Dinkelacker S., Koehler G, Maier-Hein K. *batchgenerators - a python framework for data augmentation*. DOI:10.5281/zenodo.3632567 (2020)
- [5] Goetz, M., Weber C., Thiel C., Maier-Hein K. H. Input Data Adaptive Learning (IDAL) for Sub-acute Ischemic Stroke Lesion Segmentation Springer International Publishing Switzerland, A. Crimi et al. (Eds.): BrainLes 2015, p. 284-295. DOI: 10.1007/978-3-319-30858-6 25 (2016)

Magisterské projekty

Kybernetika a automatizace

VIRTUAL TWIN FOR TESTBED INDUSTRY 4.0

Michal Husák

Master Degree Programme (2), FEEC BUT E-mail: xhusak08@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Václav Kaczmarczyk

E-mail: kaczmarczyk@feec.vutbr.cz

Abstract: This article is based on my thesis. The main task was choosing the system, which will be able to virtual commissioning. Real hardware is tests bed for application of concept Industry 4.0. This machine can automatize barman process. It was chosen drink shaking cell for digital twin demonstration. Used software is Siemens NX with attached module Mechatronic Concept Designer.

Keywords: Industry 4.0, virtual commissioning, PLM, Mechatronic Concept Design, PLCSIM Advanced, Barman

1 ÚVOD

Čtvrtá průmyslová revoluce, Průmysl 4.0, Industry 4.0, I4.0 nebo jen I4 to všechno jsou názvy nového trendu ve výrobě. Označení průmyslová revoluce je spojováno především s 18. stoletím a příchodem mechanizace pomocí páry. Takzvaná první průmyslová revoluce nahradila nebo výrazně ulehčila fyzickou práci. Další revoluce se snažily více či méně nahradit i práci duševní.[1]

Koncepce I4.0 byl poprvé představen veřejnosti na hanoverském veletrhu v roce 2011. Na této konferenci byl nastíněn směr a čtyři základní koncepty: kyber-fyzické systémy, internet věcí, internet služeb nebo digitální ekonomika. Přínosem této revoluce by mělo být úplné odstranění duševní práce. [1]

Internet věcí nebo také IoT je jeden z konceptů I4.0. Za IoT zařízení považujeme takové, které dokáže sdílet svoje provozní stavy a parametry na síť. Poskytuje možnost jiným zařízením nebo nadřazeným systémům sledovat nebo ovlivňovat jejich chod. Sdílené informace jsou dostupné pro všechny úrovně řídících systémů, díky mezi úrovňovému propojení. Toho využívají kyber-fyzické systémy k decentralizovanému rozhodování v chytré továrně. Tyto systémy mají svůj virtuální obraz. Takový obraz nemusí být jen 3D model, ale je to například soubor informací o výrobku na RFID čipu. [1]

Jedním z principů průmyslu 4.0 je virtuální instrumentace. Jejím cílem je vytvořit digitální továrnu, která realizuje digitální výrobu. Digitální továrnou se myslí nefyzický obraz výrobních prostředků, které reprezentují dynamiku, výrobní kapacitu i dobu života fyzického zařízení. Takové modely nazýváme virtuální dvojčata dále jen VD. Slouží k ověření koncepce stroje při jeho vývoji, optimalizaci výrobních procesů a výuky personálu obsluhy. Digitální výroba na VD reprezentuje celý výrobní postup výrobku. Popisuje vstupní materiál, jednotlivé výrobní kroky i dobu života výrobku. Vlastnosti a parametry získané virtuálními metodami lze využít k vylepšení, identifikaci nebo plánování životního cyklu produktu. Budoucností v tomto oboru je integrace moderních metod umělé inteligence a strojového učení pro predikci poruch. Plánovaná údržba má zamezit neplánovaným odstávkám výrobních zařízení a prodloužit životní cyklus stroje. [1]

V různých průmyslových odvětvích se VD používají k optimalizaci provozu, údržby hardwaru, řídících systémů a výrobních procesů. VD je také součástí kyber-fyzických systémů. Důležitým faktorem VD je takzvané "přesimulování". Jedná se o stav, kdy simulace kopíruje realitu, to je jednak složité na výpočetní kapacity modelu a za druhé generuje velké množství dat. U virtuálního dvojčete není potřebná přesná simulace, nýbrž je možné model zjednodušit. Úkolem integrátorů takových systémů je tak zvolit optimální poměr mezi simulací a modelem. [1]

Celková integrace zde popsaných principů se nazývá chytrou továrnou. Takové zařízení by mělo být schopno naplno využít svého výrobního potenciálu za minimálního fyzického působení člověka. V dnešních dnech, působení koronavirové pandemie, jsou výhody čtvrté průmyslové revoluce patrné. Stavět "hloupé" továrny už nebude žádoucí, protože nejsou schopny pružně reagovat na aktuální požadavky trhu.

2 VIRTUÁLNÍ DVOJČE

Testbed Barman je projekt zabývající se aplikací koncepcí průmyslu 4.0, vyvíjený na Ústavu automatizace, fakulty elektrotechniky a komunikační techniky VUT v Brně. Projekt Barman je testovací prototyp automatizované přípravy míchaných nápojů, využívající vlastností chytré továrny. Při vývoji se postupovalo pomocí metod rapidního prototypování s hojným využití 3D tištěných dílů. Pevné konstrukční rámy jsou tvořeny prefabrikovanými hliníkovými profily. Modularita stroje je docílena standardizací výrobních buněk jak v rozměru, tak i v jeho interface připojení. Vnitřní mechanika buněk je vyrobena aditivní metodou FDM (Fuse Deposing Modeling), která je dnes již široce rozšířená. Většina dílů je tudíž snadno replikovatelná. Široká spolupráce s průmyslem umožnuje využití moderních softwarových platforem i hardwaru. Tento technologický demonstrátor má za úkol sloužit při výuce i propagaci naší fakulty na poli průmyslového trhu. [2]



Obrázek 1: TestBed Barman

2.1 TECNOMATIX PROCESS SIMULATE

Na výběr bylo ze dvou softwarů, které jsou škole poskytnuty na projekt Barman. Oba softwary jsou od firmy Siemens. Tecnomatix Process Simulate dále jen TPS, je vhodný především pro virtualizaci robotických pracovišť. Stroj Barman obsahuje robot, který slouží k transportu sklenic mezi buňkami. Nevýhodou je, že použitý SCARA robot nemá pro prostředí TPS podporovaný kontrolér. Tím přicházíme o výhody jako například off-line programovaní robota, nebo jeho přesnou simulaci. Robotický manipulátor je nahraditelnou součástí projektu, a proto prioritu dostali virtuální sourozenci buněk. Prostředí TPS není primárně určeno pro modelování jednoúčelových strojů, jako jsou buňky. [4]

2.2 MECHATRONIC CONCEPT DESIGN

Mechatronic Concept Designer dále MCD, je modul CAD/CAM softwaru Siemens NX. Díky vlastnostem CAD softwaru je využit i pro prototypování buněk. MCD je vhodný pro simulování vlastních konstrukcí, jako jsou jednoúčelové stroje. Oproti TPS není přímo určen k virtualizaci celých robotických pracovišť, ale umožnuje spojení s externími robot studii. Obrovskou výhodou oproti TPS je to, že nemusíme převádět modely do formátu Jupiter Tessellation. Výpočet fyzikální simulace provádí herní engin Nvidia PhysX. [4] Virtuální model buňky Shaker v prostředí MCD definuje vstupy i výstupy reálné soustavy. Snímány jsou fyzikální veličiny jako poloha, rychlost a vibrace. Pomocí aktuátorů je možné ovládat polohu, rychlost, sílu nebo moment jednotlivých vazeb. Celkově se simulace skládá z hmotných součástí, které jsou spojeny pomocí kinematických vazeb. Simulují se vnitřní i vnější síly jako gravitace působící na součásti buňky, kolize pružné i nepružné, nebo tření mezi kolidujícími součástmi.

Při virtualizaci je nutné brát ohled na výpočetní kapacity hardwaru, který bude model provozovat. Zvlášť poté u složitých strojů je nutné uvažovat o určitém kompromisu mezi úplným obrazem a jeho aproximací. Například takový převodový mechanismus je možné simulovat fyzikálně (kolizí mezi zuby modelu ozubeného kola), nebo matematickou aproximací (převodový poměr). U aproximované realizace idealizujeme takový mechanismus. Stejně tak je vhodné uvažovat nad nastavením kolizních dílů. MCD používá pro aproximaci tvaru kolizí geometrická primitiva a je na uživateli, jestli zvolí jednodušší jako jsou kvádry, koule, válce nebo složitější sítě polygonů. Obecnější problém je se simulací dutin kruhového tvaru, do kterého zapadá válcový objekt, například víčko sklenice se sklenicí. Vnitřní válcová plocha je aproximována polygonem a tím se zmenšuje vnitřní průměr dílu.

Dalším problémem simulace je PWM řízení hlavního motoru. Z důvodu vysoké frekvence PWM je v simulaci použit analogový vstup, který udává procento střídy modulace. Do PLC kódu se nezasáhlo, jelikož tato hodnota je při řízení fyzického hardwaru využívaná.

Hmotnosti a těžiště dílů jsou vypočteny automaticky v prostředí NX, nebo se dají specifikovat ručně. Pro automatický výpočet hmotnosti je nutné specifikovat hustotu použitého materiálu. Problémem jsou 3D tištěné díly, které nemají konstantní hustotu a jejich mechanické vlastnosti jsou silně anizotropní. Záleží na směru tisku, teplotě tisku, vlhkosti materiálu nebo na konstrukci tiskárny. U modelů nepředpokládáme simulaci destrukce, a proto nás pevnostní parametry nezajímaly. U hustoty dílů jsme měli na výběr ze dvou možností. Rozebrat celou buňku a zvážit každý díl, nebo využít znalosti parametru výplně při tisku (Infill). Hmotnost takového dílu je přibližná a záleží na objemu vnějších perimetrů tělesa.



Obrázek 2: Metoda Hardware in Loop

Základní možností řízení modelu v průběhu návrhu je Ganttův diagram. Diagram tvoří dílčí operace vázané v čase, které jsou spouštěny podmíněnými přechody. Řídící diagram se dá použít i s reálným zařízením. Pomocí externího propojení přes Profinet, kdy je PLC v režimu IDevice. Poté PLC zrcadlí vstupy a výstupy, které jsou ovládány prostředím MCD.

Možností propojení virtuálního dvojčete je více. MCD podporuje až osm způsobů externího řízení. Z těchto možností jsou specializované protokoly pro PLCSIM Advanced, SIMIT(SHM) nebo Matlab Simulink. Prostředí je navíc vybaveno univerzálním průmyslovým rozhraním OPC UA/DA, TCP, UDP nebo již zmíněným Profinet. Univerzální průmyslová rozhraní jsou ideální možností pro metodu Hardware in Loop. Toto řešení využívá k řízení simulace pomocí fyzického PLC.

3 ZÁVĚR

Cílem mé práce bylo vybrat vhodný softwarový nástroj pro virtuální realizaci části stroje Barman. Na výběr jsem měl ze dvou možností MCD nebo TPS. Virtuální dvojče realizovat na vhodné výrobní nebo přepravní buňce a připojit do výrobního systému. Součástí zadání byl i podrobný návod následné realizace dvojčete a "prošlapání" cesty budoucího použití MCD na jiných demonstrátorech.

Pro potřeby tohoto stroje jsem zvolil za nejvhodnější prostředí NX, díky jeho integrovaného modulu MCD. Prostředí je vhodné právě pro realizace uživatelských návrhů výrobních strojů. Větší výběr komunikačních standardů, které jsou využívány na fyzickém stroji Barman. Model je řízen metodou Software in the Loop pomocí virtuálního PLC. Jako nástroj simulace PLC je použit software PLCSIM Advanced v2.0. Propojení modelu s výrobním systémem je možné skrze průmyslové komunikační rozhraní OPC UA. Další možnosti propojení jsou ve fázi testování. Jako demonstrátora jsem zvolil výrobní buňku Shaker, která je zajímavá možností simulace kinematiky. Výrobní CAD modely jsem doplnil o kinematické vazby, senzory a aktuátory. Buňka poslouží jako vzor pro virtualizací ostatních buněk. Po dokončení by virtuální dvojče mohlo být platnou částí stroje Barman připojenou přes OPC UA server s fyzickým PLC (Metoda Hardware in Loop) nebo popřípadě virtuálními, jak je to dosud.

Přínosem mé práce je real-time 3D simulace, pro ověření optimálního využití výrobní buňky Shaker. Po připojení do výrobního systému bude simulace realizovat část virtuálního dvojčete. 3D vizualizace výrobního procesu je schopna využít prvky rozšířené reality. Brýle pro virtuální realitu a další ovladače zajištují i interakci člověka s modelem jako například nouzové tlačítko zastavení. Další výhodou VR je názorná prezentace i propagace bez fyzického hardwaru, například na veletrzích a malých výstavách. Největší přínos vidím ve výuce nových studentů v průmyslu 4.0. Virtuální instrumentace není využitelná jen při vývoji stroje, ale i po celou dobu jeho životního cyklu. Pomáhá při optimalizaci efektivity stroje. Dalším důležitým úkolem je školení obsluhy, údržby a dispečerské práce. Pro některé provozy je to jediná možnost výcviku, z důvodu nebezpečného prostředí nebo nestability technologie. Výzvou se ukazuje například využití VD pro predikci poruch.

REFERENCE

- PÁSEK, Jan. *Digitální transformace průmyslu* [online]. Brno, 2019 [cit. 2020-03-02]. Dostupné
 https://www.vutbr.cz/www_base/priloha_fs.php?dpid=183201&skupina=dokument_priloha. Skripta. FEKT VUT.
- KACZMARCZYK, Václav, Ondřej BAŠTÁN, Zdeněk BRADÁČ a Jakub ARM. An Industry 4.0 Testbed (Self-Acting Barman): Principles and Design. IFAC-PapersOnLine [online]. 2018, 51(6), 263-270 [cit. 2020-03-05]. DOI: 10.1016/j.ifacol.2018.07.164. ISSN 24058963. Dostupné z: https://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/S2405896318309108
- [3] KARNIŠ, Radim. *Návrh, konstrukce a programové vybavení autonomní buňky "Shaker" pro testbed Průmyslu 4.0.* Brno, 2019. Bakalářská práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav automatizace a měřicí techniky. Vedoucí práce Ing. Jan Pásek, CSc.
- [4] *Informační zpravodaj AXIOM TEC* [online]. 2015, **2015**(16) [cit. 2020-03-08]. Dostupné z: https://www.axiomtech.cz/wcd/zpravodaj/zpravodaj2015.pdf
- [5] KHAN, Maqbool, Xiaotong WU, Xiaolong XU a Wanchun DOU. Big data challenges and opportunities in the hype of Industry 4.0. In: 2017 IEEE International Conference on Communications (ICC) [online]. IEEE, 2017, 2017, s. 1-6 [cit. 2020-03-11]. DOI: 10.1109/ICC.2017.7996801. ISBN 978-1-4673-8999-0. Dostupné z: http://ieeexplore.ieee.org/document/7996801/

ELECTROCHEMICAL SENSORS FOR THE MEASUREMENT OF RELATIVE HUMIDITY AND THEIR SIGNAL PROCESSING

Michal Hedl

Master Degree Programme (2), FEEC BUT E-mail: xhedlm01@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Ivan Krejčí

E-mail: ivan.krejci@vspj.cz

Abstract: In metrology, high demands are placed on accurate and sensitive measuring equipment. The aim of this project was to design and implement a highly accurate and sensitive device for the measurement of relative humidity in ambient gas with an absolute measurement error of less than 1 %, which can be used in numerous branches (food packing, health care, pharmacy, logging industry, labs etc.).

Keywords: EEICT, Relative humidity, conductometric sensor, hygroscopic material

1 ÚVOD

Během svého bakalářského studia jsem se zúčastnil dobrovolné výpomoci v laboratořích elektrotechniky, kde jsem se podílel na tvorbě měřiče relativní vlhkosti. Novou verzi projektu se značným zesložitěním jsem nakonec přebral jako svoji bakalářskou práci. Změny oproti minulé verzi se týkají především ve dvou rozsazích měření a jeho automatickým přepínáním, zpracování signálů, nového el. schéma, návrhu nové desky plošných spojů a programového vybavení. Mým úkolem tedy bylo navrhnout a zrealizovat signálovou trasu měřiče relativní vlhkosti zpracovávající signál konduktometrického senzoru s aktivní hygroskopickou vrstvou pro měření relativní vlhkosti plynů. Trasa měřiče vodivosti byla zvolena se dvěma rozsahy, 1 mS - 10 μ S a 10 μ S - 100 nS. Zařízení bude komunikovat s nadřazeným PC přes USB rozhraní [1][2].

Měření relativní vlhkosti je v mnoha odvětvích velmi důležité, především pak ve zdravotnictví a potravinářském průmyslu. U potravin balených v ochranné atmosféře je relativní vlhkost těchto plynů velmi podstatná a z velké míry ovlivňuje celkovou trvanlivost takto ošetřených výrobků.

2 POPIS MĚŘENÍ

2.1 ZVOLENÁ MĚŘICÍ METODA

Jako měřící metoda byla zvolena metoda s tuhým elektrolytem z důvodu určení zařízení pro potravinářský a farmaceutický průmysl. Zde tuhý elektrolyt představuje vrstvu Al₂O₃ (oxid hlinitý). Elektrody jsou ve tvaru dvou do sebe zasunutých hřebínků, které se navzájem nedotýkají. Emitací a absorpcí vodních par do hygroskopického elektrolytu se mění vodivost mezi elektrodami, z níž je následně vyhodnocena vlhkost.
Pro tento projekt byl k dispozici senzor pracující na principu vodivostních (admitančních) měření využívající tuhý elektrolyt. Lze jím měřit jak reálnou (vodivost), tak i imaginární složku (susceptanci) admitance. Porovnáním citlivostí obou typů měření a složitosti měřicích aparatur, byla zvolena metoda vodivostní, kde je měřena reálná složka admitance (vodivost). Možnost aplikace kapacitní metody naráží na podstatně složitější obvodové řešení.

2.2 POPIS SENZORU

Senzor CC1 od firmy BVT Technologies a.s. je primárně určen pro konduktometrická měření. Základní destička je tvořena na keramické destičce ze slinutého korundu. Na základní keramickou destičku je napařen metodou tlustých vrstev elektrodový systém tvořený dvojící elektrod. Elektrody mají tvar do sebe zasunutých hřebínků a jsou spojeny s konektorem stříbrnými propojkami, napařenými na základní desce. Neaktivní části senzoru jsou pokryty ochrannou izolační vrstvou. K výpočtu relativní vlhkosti je zapotřebí znát i okolní teplotu. Proto je na druhé straně senzoru teplotní čidlo PT1000.



Obrázek 1: Nákres senzoru CC1. [5]

Oxid hlinitý se podle formy dělí na tři skupiny – α (alfa), β (beta) a γ (gama), z nichž se pouze modifikace alfa a gama používají pro snímání vlhkosti (forma β totiž existuje jen ve sloučeninách s dalšími prvky). Povrch modifikace α je tvořen rigonálními krystaly na povrchu stabilní porézní vrstvy. To zajišťuje senzorické vrstvě stálost parametrů, byť se sníženou citlivostí. Oproti modifikaci γ , která má povrch vysoce porézní stavbě krystalů se amorfní senzory používají pro svoji vysokou citlivost. Ovšem v přítomnosti vody jsou nestabilní a vytváří krystalickou podobu. Tím je znemožněna opakovatelnost měření. Z těchto důvodů byla vybrána krystalická forma – modifikace α [3].





Obrázek 2: Krystalická forma α Al2O3 (vlevo), porézní struktura γ Al2O3 (vpravo). [3]

2.3 REALIZACE PŘÍSTROJE

Jako řídící mikrokontrolér byl zvolen MSP430AFE253 od firmy Texas Instuments především kvůli jeho počtu A/D převodníků s rozlišením 24-bit sigma-delta s PGA (programmable gain amplifier) vstupy a nízkou spotřebou v aktivním módu 220 μ A @ 1 MHz, 2.2 V [6].

2.4 PROGRAMOVÁNÍ A KOMUNIKACE

Programové vybavení mikrokontroléru bylo napsáno v prostředí Code Composer Studio a programovacím jazykem C. Zařízení disponuje dvěma komunikačními rozhraními – JTAG a USB. JTAG byl použit pro naprogramování a dodatečné ladění programu mikrokontrolé-

ru v reálném čase. Po doladění se celý plošný spoj uzavře do krabičky a už k němu nebyl přístup. Programová funkce pro vyčítání napětí a proudu z A/D převodníků vypadá následovně.

```
void Measurement(void)
SD24CCTL1 /= SD24SC;
voltage = 0; current = 0;
for(cycle=256;cycle!=0;cycle--) //cislicova filtrace - prumerovani
suma0 = 0; suma1=0;
while ((SD24CCTL1 & SD24IFG)==0) //
{}
SD24CCTL1 &= ~SD24SC; //ADC stop
ADC():
voltage+=suma0;
current+=suma1;
SD24CCTL1 /= SD24SC;
}
voltage>>=8;
55
current>>=8;
ł
```

USB rozhraní slouží pro kalibraci a vyčítání naměřených dat ze zařízení. Komunikace je založena na principu "request - response". Řetězce znaků z měřiče vlhkosti se tvoří v mikrokontroléru podle dohodnutého předpisu. Pro měření stačí do zařízení odeslat předepsaný řetězec pro měření:

index	[0]	[1]	[2]
znak	#	М	;

Tabulka 1: Odesílací řetězec pro měření – measurement

Odesílaná zpráva se před odesláním ukládá do pamětí a tvoří pole znaků. Řetězec pak může vypadat například následovně:

index	[0]	[1]	[2]	[3]	[4]	[5]	[6]	[7]	[8]	[9]
znak	#	1	•	2	3	4	k	0x0a	0x0d	;

Tabulka 2: Vysílací pole znaků z mikrokontroléru pro 1,234 k Ω

2.5 KALIBRACE

Podobně jako u měření se kalibrace zahájí odesláním řetězce jako se znakem "C" na prvním indexu pole. Kalibrace vycházela z porovnání vodivostní normy s vodivostí senzoru. Pro tento účel byly vybrány vysoce časově a teplotně stabilní rezistory Tesla řady TR16x. Jejich odpor byl změřen precizním multimetrem Agilent 34410A, který měří s rozlišením $6\frac{1}{2}$ digitu. Z jeho údajů byla vypočtena převrácená hodnota odporů – vodivost standardů. Takto vypočtené hodnoty jsou považovány za konvenčně správné hodnoty vodivosti normálů (*GN*). Kalibrační proces je součástí nabídky programových prostředků přístroje a pozůstává ze dvou kroků. První krok spočívá v připojení standardu, jehož vodivost odpovídá maximální vodivosti kalibrovaného rozsahu, na svorky přístroje. Následně jsou dvěma 24bitovými převodníky změřeny napětí na svorkách a proud tekoucí standardem. V druhém kroku jsou určeny údaje převodníků pro nulový proud a nulové napětí (offsety převodníků). Potom lze určit převodní konstantu mezi údaji převodníků a měřenou vodivostí:

$$G_{N} = k_{G} \cdot \frac{ADCN_{I} - ADCO_{I}}{ADCN_{U} - ADCO_{U}}$$
(1)

kde G_N je konvenčně správná hodnota vodivosti standardu, $ADCN_I$ a $ADCO_I$ jsou údaje převodníku proudové trasy při aplikaci nulové vodivosti na svorkách, $ADCN_U$ je číslicový údaj napěťového A/D převodníku při připojeném standardu a $ADCO_U$ při nulovém napětí a k_G je převodní konstanta [1].

3 VÝSLEDKY MĚŘENÍ A DISKUZE

Díky realizaci zařízení s automatickým přepínáním citlivosti mezi dvěma rozsahy měření, z nichž jeden byl určen na měření velkých a druhý na měření malých vodivostí, vedlo ke zlepšení poměru signál – šum proudové trasy, což přispělo k vyšší stabilitě opakovaných výsledků a zvýšení přesnosti. Měřením jsme získali maximální absolutní chybu měření na měřeném odporu u systému s automatickou změnou měřeného rozsahu 0,8 % [4].

4 ZÁVĚR

Zařízení dosahuje vysoké citlivosti a absolutní chyby měření do 0,8 %. Může se tak použít v oblastech měření, kde jsou vysoké nároky na přesné měření relativní vlhkosti v plynech, jako je například zdravotnictví, farmacie, potravinářský průmysl a další. Tím, že zařízení disponuje sériovou komunikací prostřednictvím USB, je zde možnost dalšího vývoje. Zařízení by mohlo průběžně odesílat změřené hodnoty do PC nebo serverové databáze pro archivaci, monitoring a další zpracování. Projekt byl plně financován VŠPJ na základě interní grantové soutěže.

- KREJCI, Ivan a David KREJCI. Measurement of Relative Humidity Using Electrochemical Sensors. International Frequency Sensor Association [online]. 2017 [cit. 2018-04-16]. Dostupné z:
 - http://www.sensorsportal.com/HTML/DIGEST/february_2018/Vol_220/P_2973.pdf
- [2] BRDIČKA, prof. Dr. Rudolf. Základy fysikální chemie. 45. 1. Praha 2: Přírodovědné vydavatelství, 1952, 704 s.
- [3] CHEN, Zhi a Chi LU. Humidity Sensors: A Review of Materials and Mechanisms [online]. Lexington, 2005 [cit. 2020-03-10]. Dostupné z: https://web.engr.uky.edu/~zhichen/publication/Humidity-Sensors-Review-Reprint.pdf. University of Kentucky.
- [4] HEDL, Michal. Zpracování signálu konduktometrického senzoru měření relativní vlhkosti plynů. Jihlava, 2018. Bakalářská práce. Vysoká škola polytechnická Jihlava.
- [5] BVT Technologies: CC1 [online]. 2017 [cit. 2020-03-10]. Dostupné z: http://www.bvt.cz/_ftp/Senzory%20new/CC1n.pdf
- [6] Texas Instruments: MSP430AFE253 [online]. 2017 [cit. 2020-03-10]. Dostupné z: http://www.ti.com/lit/ds/symlink/msp430afe253.pdf

REMOTE DATA DOWNLOADING FROM AUTOMOTIVE DIGITAL TACHOGRAPH

Vojtěch Matoušek

Master Degree Programme (2), FEEC BUT E-mail: xmatou28@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Petr Petyovský

E-mail: petyovsky@feec.vutbr.cz

Abstract: This article deals with the remote data downloading from automotive digital tachograph. The result of this work is a system, which download digital data from digital tachograph and save them on remote server. Remote download system consists of three kind of applications: for server, user and firmware for comunication device. Comunication between applications using TCP connection with own special designed messages.

Keywords: Remote data downloading, digital tachograph, CAN

1 ÚVOD

Digitální tachograf je záznamové zařízení montované do nákladních automobilů za účelem sledování informací o řidiči, voze a jízdě v podobě digitálních dat. Každý dopravce je povinen podle platné legislativy EU umístit digitální tachograf do každého nákladního automobilu, zaznamenaná data stahovat, a také archivovat [1]. Systém vzdáleného stahování dat spadá pod tzv. telematické systémy [2].

2 SYSTÉM VZDÁLENÉHO STAHOVÁNÍ DAT Z DIGITÁLNÍHO TACHOGRAFU

Obrázek 1 ukazuje princip navrženého systému vzdáleného stahování dat z digitálního tachografu.



Obrázek 1: Systém vzdáleného stahování dat z digitálního tachografu

Digitální tachograf se připojuje k nákladnímu automobilu pomocí sběrnice CAN, ze které sbírá data o voze a ukládá je v digitální formě do nevolatilní paměti tachografu. Tato data jsou následně dostupná na další CAN sběrnici digitálního tachografu. Na této sběrnici je připojeno komunikační zařízení obsahující GSM modul, který řídí stahování dat z digitálního tachografu a odesílá data na vzdálený server. Stažená a uložená data si následně může management autodopravy stáhnout ze serveru. Aby proces stahování dat z digitálního tachografu byl funkční, musí se před samotným stažením dat provést proces autentifikace pomocí speciální čipové karty, určené pro digitální tachografy. Čipová karta se připojuje pomocí čtečky čipových karet na lokálním PC managementu autodopravy. Autentifikace probíhá pomocí předávání zpráv mezi digitálním tachografem a čipovou kartou [4].

3 KOMUNIKACE S DIGITÁLNÍM TACHOGRAFEM

Komunikace po CAN sběrnici probíhá pomocí výměny zpráv mezi tachografem a komunikačním zařízením. Tok jednotlivých zpráv je řízen komunikačním protokolem, který je popsaný v normě ISO 15765-2 [3]. Popis jednotlivých zpráv, které si vyměňuje digitální tachograf a hardwarová jednotka, obsahuje dokument: specifikace pro vzdálenou autentifikaci a stahování dat z digitální tachografu [4].

4 SERVER – KLIENT KOMUNIKACE

Komunikace mezi serverem a klientem probíhá pomocí TCP spojení. Komunikační zařízení si udržuje spojení tak dlouho jak je to možné. V případě výpadku signálu komunikačního zařízení je spojení přerušeno a zařízení se k serveru přihlásí, až bude signál dostatečný. Každé komunikační zařízení má vlastní unikátní 16-ti bitovou adresu. V případě přihlášení uživatele k serveru je mu 16-ti bitová adresa přidělena ze strany serveru. Pro komunikaci s nadřazeným serverem jsem navrhl vlastní komunikační zprávy na úrovni aplikační vrstvy ISO\OSI modelu, viz. obrázek číslo 2.

ID zprávy	Verze	Délka hlavičky zprávy		
(8 bitů)	(8 bitů)	(16 bitů)		
ID typ	zařízení	Typ zařízení		
(16	bitů)	(16 bitů)		
ID adresa zdroje		Adresa zdroje		
(16 bitů)		(16 bitů)		
ID ad	resa cíle	Adresa cíle		
(16	bitů)	(16 bitů)		
ID typ zprávy		Typ zprávy		
(16 bitů)		(16 bitů)		
Kontrolní součet hlavičky zprávy (32 bitů)				
Data ID		Délka dat		
(16 bitů)		(16 bitů)		
Data zprávy (0 - 65535 bajtů)				
Kontrolní součet dat zprávy (32 bitů)				

Obrázek 2: Formát komunikační zprávy

Jedná se o návrh první verze komunikační zprávy. V této verzi je počet položek hlavičky zprávy pevný. Komunikační zpráva obsahuje ID identifikátor začátku hlavičky zprávy a verzi komunikačního formátu. Pro snadnější modifikaci komunikačního paketu má každý blok své specifické ID, které značí, jaká data lze v bloku očekávat. Na konci hlavičky a dat následuje 32 bitový kontrolní součet. Kontrolní součet je realizovaný pomocí algoritmu Adler32. Dokumentace datové oblasti a

jednotlivých typů zpráv by byla značně obsáhlá na popis v tomto článku a bude uvedena jen v diplomové práci.

5 APLIKACE VZDÁLENÉHO STAHOVÁNÍ DAT Z DIGITÁLNÍHO TACHOGRAFU

Systém vzdáleného stahování dat se skládá ze třech dílčích částí: firmware komunikačního zařízení, serverové aplikace a uživatelské aplikace.

5.1 FIRMWARE KOMUNIKAČNÍHO ZAŘÍZENÍ

Firmware v komunikačním zařízení zajišťuje stahování dat z digitálního tachografu a komunikaci se serverem. O běh komunikačního zařízení se stará operační systém reálného času Free RTOS se třemi vlákny. První vlákno se stará o komunikaci s digitálním tachografem, druhé vlákno slouží na komunikaci se vzdáleným serverem a třetí vlákno udržuje spojení se vzdáleným serverem. Komunikační zařízení poskytuje také funkci automatického stahování dat z digitálního tachografu v konkrétní nastavený čas.

5.2 APLIKACE TYPU SERVER

Serverová aplikace je navržená pomocí knihovny POSIX socket v jazyce C++. Každý připojený klient k serveru je obsloužen v samostatném vláknu. Server se stará o zasílání zpráv a obsluhu jednotlivých klientů. Server obsahuje také databázi připojených klientů, kterou uchovává pomocí C++ kontejneru.

5.3 APLIKACE TYPU KLIENT

Jedná se o windows aplikaci realizovanou v jazyce C++ využívající knihovnu winsock. Aplikace umožňuje stahování souborů ze serveru a obsluhuje čipovou kartu pro vzdálenou autentifikaci. Pomocí uživatelské aplikace lze provést také manuální stažení dat z digitálního tachografu.

6 ZÁVĚR

Tato práce je vyhotovená v rámci diplomové práce a popisuje aktuální stav diplomové práce v době psaní článku. Tato práce popisuje návrh systému vzdáleného stahování dat z digitálního tachografu a také vlastní formát komunikační zprávy pro komunikaci s nadřazeným serverem. V této práci popsuji návrh aplikaci pro vzdálený server, aplikaci pro uživatele a firmware komunikačního zařízení. Vzhledem ke složitosti nevrženého systému bude demonstrace funkčnosti aplikací prezentována pomocí videa, které bude součásti diplomové práce. V dalším procesu vylepšení systému vzdáleného stahování dat se budu věnovat šifrované komunikaci se vzdáleným serverem, aby nebyl možný únik osobních dat z digitálního tachografu.

- NAŘIZENÍ EVROPSKÉHO PARLAMENTU A RADY (ES) č. 561/2006: o harmonizaci některých předpisů v sociální oblasti týkajících se silniční dopravy, o změně nařízení Rady (EHS) č. 3820/85. In:. Štrasburk: FONTELLES, 2006, 561/2006.
- [2] PŘIBYL, Pavel a SVÍTEK, Miroslav. Inteligentní dopravní systémy. Praha: BEN technická literatura, 2001, ISBN 978-807-3000-295.
- [3] ISO 15765-2. Road vehicles Diagnostics on Controller Area Networks (CAN) Part 2: Network layer services. Ženeva (Švýcarsko): ISO copyright office, 2004, 44s.
- [4] Heavy Truck Electronic Interfaces Working Group. Digital Tachograph Specification for remote company card authentication and remote data downloading [online]. 2018 [cit. 6.3.2020]. Dostupné z URL:
 http://www.fms-standard.com/Truck/down_load/User_Guide_Version_02.01_181209.pdf>

NEURAL NETWORKS FOR VISUAL CLASSIFICATION AND INSPECTION OF THE INDUSTRIAL PRODUCTS

Vojtěch Míček

Master Degree Programme, FEEC BUT

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

Supervised by: Petr Petyovský

E-mail: petyovsky@feec.vutbr.cz

Abstract: The aim of this thesis is to enable evaluation of quality, or the type of product in industrial applications using artificial neural networks, especially in applications where the classical approach of machine vision is too complicated. The system thus designed is implemented onto a specific hardware platform and becomes a subject to the final optimalisation for the hardware platform for the best performance of the system.

Keywords: Neural networks, machine vision, product inspection, object classification, Nvidia Jetson Xavier, Raspberry Pi, Intel Movidius, OpenCV, Keras, TensorFlow

1 ÚVOD

Cílem práce je umožnit posuzování kvality nebo typu výrobku v průmyslových aplikacích pomocí umělých neuronových sítí. Takto navržený systém bude dále implementován na konkrétní hardwarovou platformu a bude provedena optimalizace výsledného modelu pro rychlejší běh systému. Díky navrženému systému, by tedy mělo být možné řešit vizuální strojovou kontrolu a kategorizaci výrobků i v některých případech, ve kterých to běžnými systémy doposud nešlo anebo by to bylo příliš náročné.

2 VÝBĚR VHODNÉ TŘÍDY VÝROBKŮ

Zadání diplomové práce vychází z požadavků společnosti TE Connectivity. Práce se tedy zaměřuje na stávající i budoucí projekty obrazové kontroly produktů této společnosti. Po prozkoumání vhodnosti byly vybrány 3 takové, které jsou běžnými způsoby velmi obtížně řešitelné. Dále bude představena jedna z nich.

2.1 ROZPOZNÁNÍ TYPU USTŘIŽENÉHO KABELU





Obrázek 1: 4 ze 6 typů ustřižených kabelů k rozpoznání

Jedná se o rozpoznání typu kabelu po strojovém ustřihnutí. Kabelů je 5 typů a v případě jednoho se ještě dělí na dvě kategorie podle použití typu střihačky.

3 TVORBA MNOŽINY TESTOVACÍCH SNÍMKŮ

Pro tvorbu množiny testovacích snímků bylo využito již zavedených kamerových systémů. Pro vybrané úlohy to jsou systémy založeny na systémech Cognex In-Sight Spreadsheet. Ve výsledku bylo zaznamenáno 1000 snímků od každé kategorie. Tedy v případě rozpoznávání typu ustřiženého kabelu to činí 6000 snímků. Na závěr byly snímky dotříděny manuálně. Vzhledem k velikosti tohoto datasetu a případné náročnosti zpracování snímků NN v plném rozlišení, byly tyto snímky upraveny na rozlišení 800 x 600 px.

4 VÝBĚR HARDWAROVÝCH PLATFOREM

4.1 HARDWAROVÁ PLATFORMA PRO UČENÍ

Po počátečním průzkumu trhu a zvážení lokálních i cloudových řešení, bylo rozhodnuto pro stavbu vlastní výpočetní stanice. Je založena na grafické kartě NVIDIA GeForce RTX 2080 Ti s 11 GB grafické paměti (bohužel pro některé modely nedostatečná hodnota), dále procesoru AMD Ryzen 9 3900X, 64 GB RAM (3600 MHz, CL16) a SSD ADATA XPG GAMMIX S50 1TB PCI-E 4 (z cenových důvodů nezvolen INTEL Optane).

4.2 HARDWAROVÁ PLATFORMA PRO PREDIKCI

Po důkladném zvážení dostupných možností byl zvolen NVIDIA Jetson AGX Xavier, jedná se o kompaktní (10,5 x 10,5 x 6,5 cm) jednodeskový počítač určený pro zpracování obrazu a inferenci neuronových sítí. Nabízí velké možnosti konektivity (PCI-E x16, 2x M.2 slot jeden z nich NVMe, HDMI 2.0, Gigabit Ethernet, USB 3.1 porty a CSI-2 Lanes). Jádrem zařízení je ARM v8.2 64-bit CPU, 8MB L2 + 4MB L3 a grafická karta Nvidia s architekturou Volta a Tensor akceleračními jádry. Byla přidána Wi-Fi karta Intel 7265NWG a SSD. V současnosti je navrhován držák zařízení, kompatibilní s DIN systémem, aby mohlo být zařízení umístěno do elektrického rozvaděče na výrobních linkách.



Obrázek 2: Hardwarová platforma NVIDIA Jetson AGX Xavier určena pro inferenci

5 IMPLEMENTACE APLIKACE PRO OPTICKOU KLASIFIKACI VÝROBKŮ

Nejdříve bylo experimentováno s vlastními architekturami konvolučních NN. Byla vyzkoušena klasickou úlohu rozpoznávání ručně psaných číslic s využitím volně dostupného MNIST datasetu. Následně pak rozpoznáváním rozpoznávání obličejů. Zde bylo rozhodnuto, že pro složitější klasifikace bude vhodnější využít již existujících architektur. Po několika pokusech byla zvolena architektura neuronové sítě Inception-v3. V následující části této práce bude vyzkoušena také nová verzi Inception-v4 a NASNet (pro vysokou výpočetní náročnost zatím vynechán).

6 INSTALACE SOFTWARU PRO UČENÍ A INFERENCI NN

V případě, že chceme využít pro učení modelu grafickou kartu NVIDIA z pracovní stanice (část 3.1.4), je zapotřebí nainstalovat značné množství podpůrného softwaru o přesně daných verzích. Tato oblast bohužel není velmi dobře dokumentovaná u oficiálních zdrojů a občas jsou tyto informace dokonce v rozporu s reálnou funkčností a tak je potřeba s verzemi experimentovat.

Aktuálně stabilní je následující kombinace:

- Keras 2.3.1
- TensorFlow 2.0
- Cuda 10
- CUDNN 7.6.0
- OpenCV 4.1.2.30

7 VÝSLEDKY KLASIFIKACE NATRÉNOVANOU NEURONOVOU SÍTÍ

Byla ověřena funkce neuronové sítě na úloze ustřiženého kabelu. Nejdříve byla natrénována neuronová sít s architekturou Inception-V3. Snímky byly rozděleny následovně. 700 od každé kategorie bylo určeno pro samotné trénování, 200 pro testování a 100 pro závěrečné, plně nezávislé ověření funkčnosti. Při trénování modelu bylo nastaveno 20 etap, což odpovídá přibližně 20 hodinám učení na dříve zmíněné pracovní stanici. Výsledek nezávislého testování, tedy inference naučeného modelu NN na snímcích, se kterými se neuronová síť nikdy nesetkala, je popsán v následující tabulce 1. Tabulka udává, že s výjimkou detekce manuálního střihu ("man") predikuje NN na ověřovacích snímcích jednotlivé typy kabelů dokonale. V případě "man" se projevuje to, že se jedná o stejný typ kabelu jako je typ 5352, ale byl proveden jen jiný typ střihu. V tomto případě to nehraje pro výrobu žádnou roli a tuto nepřesnost tedy můžeme zanedbat, nicméně i tak se bude touto nepřesností do budoucna zabýváno.

	535 predikováno	5352 predikováno	blue predikováno	dacar predikováno	man predikováno
535 skutečné	100	0	0	0	0
5352 skutečné	0	100	0	0	0
blue skutečné	0	0	100	0	0
dacar skutečné	0	0	0	100	0
man skutečné	0	24	0	0	76

Tabulka 1:Tabulka výsledků predikce natrénované neuronové sítě Inception-v3 pro určení typu
kabelu (tzv. confusion matrix, běžně používaná pro posuzování výsledků neuronových sítí)

8 OPTIMALIZACE NATRÉNOVANÉHO MODELU NEURONOVÉ SÍTĚ PRO NVIDIA JETSON XAVIER

8.1 TENSORRT

TensorRT je optimalizační knihovna pro NVIDIA grafické karty a NVIDIA zařízení z řady Jetson. Knihovna podporuje optimalizaci modelů, vytvořených ve většině frameworků pro neuronové sítě. Jsou podporovány TensorFlow, Caffe, PyTorch, MXNet a další. Základem této knihovny je to, že optimalizuje model neuronové sítě na konkrétní hardwarovou platformu. Optimalizované modely tedy nejsou přenosné mezi různými modely zařízení. Stejně tak jsou optimalizované modely vázá-

ny na konkrétní verzi Tensor RT. Samotná optimalizace probíhá tak, že se načte podporovaný model, odstraní se vrstvy a operace, které nemají žádný efekt na výsledek, následně spojí konvoluci, bias a ReLu operace do bloků. V závislosti na použité hardwarové platformě zvolí optimální algoritmy a datovou strukturu. Také minimalizuje potřebnou velikost paměti tím, že zřetězí výstupy z některých vrstev, a pokud používá stejná data více operací, zamezí jejich duplikaci. Dalším krokem je optimalizace změnou velikosti jednotlivých proměnných, ve většině případů se volí INT8. U žádného z modelů nebyla zaznamenána zhoršenou přesnost po provedení optimalizace. Optimalizace modelů, které jsou specifické pro konkrétní hardware, jsou prováděny tak, že knihovna vygeneruje testovací data a postupným spouštěním testuje na skutečném hardwaru, jaké nastavení a jaké optimalizace fungují nejlépe.

8.2 OPTIMALIZACE KERAS MODELU POMOCÍ TENSORRT

Vzhledem k tom, že nadstavbový framework Keras není knihovnou TensorRT podporovaný, je zapotřebí nejprve převést výsledný model do formátu, jaký by vytvořil TensorFlow. Již při samotném výpočtu Keras modelu je potřebné myslet na to, že bude model optimalizován. Je kritické, aby výstupní vrstva nebyla bez jména. Pokud bez jména je, nijak to neovlivňuje využití modelu k inferenci, ale zamezí tomu, aby mohl být model převeden do TensorFlow. Pokud je tedy připravený model, lze přistoupit k samotnému procesu optimalizace pomocí navrženého skriptu. Po spuštění vyzve ke zvolení cesty vstupního Keras modelu. Po načtení je model otevřen, jsou z něj vyčteny naučené váhy, architektura a název výstupní vrstvy a je uložen ve formátu tzv. frozen grafu TensorFlow. Tento frozen graf je následně načten a optimalizován knihovnou TensorRT a po dokončení optimalizace uložen. Rozsáhlejší možnosti a výkonové benefity takto provedené optimalizace budou předmětem testování v následující fázi této práce. V současném stavu jsou optimalizované modely o velikostech 200 MB – 700 MB na Nvidia Jetson Xavier, přibližně 6x rychlejší, než neoptimalizované modely spuštěné na profesionální grafické kartě NVIDIA Quadro M2200.

9 ZÁVĚR

Tato práce se zabývala klasifikací/detekcí vad výrobků pomocí neuronových sítí. Byly vybrány vhodné třídy úloh pro testování a zvoleny ty, které jsou standardními prostředky obrazové kontroly jen velmi obtížně realizovatelné. Byl vytvořen dataset snímků. Pro prezentovanou úlohu je to 6000 anotovaných snímků. Byla vybrána hardwarovou platformu pro učení, která je založena na NVI-DIA RTX 2080 Ti a platforma NVIDIA Jetson Xavier pro rozpoznávání. Byla vyvinuta a implementována aplikace pro učení a rozpoznávání a nainstalován nezbytný software pro funkčnost hardwaru. Aplikace je založena na architektuře Inception-v3. Následně byla neuronová síť natrénována a ověřena klasifikací pro ustřižené kabely. Pro 5 kategorií klasifikuje aplikace bezchybně, v případě poslední kategorie, která se liší pouze typem střihu, což není pro výrobu nijak důležité, je správně klasifikováno 76 ze 100 snímků. Následovala optimalizace modelu s pomocí knihovny NVIDIA TensorRT, díky tomu se rozpoznávání zrychlilo přibližně 6x (srovníní Jetson Xavier optimalizováno).

- [1] Keras Documentation:[online].[cit. 1. 12. 2019]. Dostupné z URL: https://keras.io/documentation/>.
- [2] TensorFlow API Documentation:[online].[cit. 1. 12. 2019]. Dostupné z URL: https://www.tensorflow.org/api_docs>.
- [3] TensorRT 7.0.0 Developer Guide:[online].[cit. 1. 12. 2019]. Dostupné Z URL: https://docs.nvidia.com/deeplearning/sdk/tensorrt-developer-guide/index.html.

Magisterské projekty

Silnoproudá elektrotechnika a elektroenergetika

STUDY OF THE POSSIBILITY OF USING TESLA'S TURBINE AS A SOURCE OF ENERGY

Martin Šedina

Master Degree Programme (2.), FEEC BUT E-mail: xsedin00@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Tomáš Kazda E-mail: kazda@feec.vutbr.cz

Abstract: The thesis is about construction of the Tesla turbine, its possibilities of using, inside principles. The practical part contains the design of the Tesla turbine with modifications for increasing efficiency.

Keywords: EEICT, Tesla turbine, SolidWorks, bladeless turnine

1 ÚVOD

V dnešní době hledáme nové efektivnější možnosti k získávání čisté elektrické energie. Je třeba se zaměřit na výzkum nových technologií, které nám pomohou dosáhnout našeho cíle o snížení zátěže planety. Další možností je prostudovat kdysi starší patenty, které se ve své době neuchytily. Jeden takový vynález je právě Teslova turbína, která je popsaná v této práci.

2 TESLOVA TURBÍNA

Teslovu turbínu vynalezl, jak jméno vypovídá, Nicola Tesla na začátku minulého století. Spolu s ní vynalezl i čerpadlo fungující na podobném principu. Teslova turbína byla primárně určena pro využití v automobilech jakožto konkurent ještě ne příliš efektivních spalovacích agregátů. Teslův testovací model byl testován v automobilu, kde byl poháněn párou z kotle, průměr disků turbíny byl 22,5 cm a tloušť ka 5 cm a měla mít výkon 110 hp. S teoretickou účinností 90 % se jednalo o úžasné parametry. Bohužel se teoretické vlastnosti nepotvrdily. Jeden z důvodů byla nedostatečná výrobní technologie té doby. Poté tato turbína upadla v zapomnění [1].

2.1 KONSTRUKCE

Jedná se o speciální typ turbíny, která nemá lopatky, místo toho má disky uchycené na hřídeli. Tato konstrukce umožňuje teoreticky pohon turbíny jak kapalinou, tak plyny. Prakticky je třeba konstrukci turbíny pro médium vždy upravit, protože každé médium se chová jinak.

Turbína má poměrně jednoduchou konstrukci, skládá se z polo duté hřídele, disků nahrazujících lopatky a vstupního přívodu. Disky jsou nasazeny na hřídel, která je z obou stran uložená ve dvou ložiscích, které jsou uložené ve skříni. Disky musí být vystředěny a musí být ve stejné rozteči od sebe, tak aby byly všechny mezery mezi disky stejně velké, k tomu v turbíně slouží distanční podložky. Dutá část hřídele je spojena přes ložisko na odvodní potrubí a plná část slouží k propojení turbíny s převodovkou a poté s poháněným zařízením [2].

2.2 PRINCIP FUNGOVÁNÍ

Teslova turbína funguje tak, že částice pohonného média vstupují do turbíny na okraj plochy disků, kde pomocí mezní vrstvy dochází k ulpívání částic. Tyto částice poté předávají pomocí třecí síly svoji energii přes disky na hřídel. Částice se pohybují v kruhových drahách ke středu turbíny, kde výstupem vycházejí ven. Čím více je turbína zatížená, tím po kratších drahách se částice pohybují. Na obrázku 1 je znízorněn pohyb částic.



Obrázek 1: Pohyb částic v Teslově turbíně (převzato z [3]

Mezní vrstva

Částice tekutiny před deskou mají všechny stejnou rychlost i směr. Částice, které ulpí na desce mají rychlost nulovou, v blízkosti desky jsou částice tekutiny brzděny pomalejšími částicemi u obtékaného povrchu. Část jejich kinetické energie se přeměňuje třením na teplo. Oblast v těsné blízkosti stěny desky, kde se mění rychlost neboli tam, kde existuje gradient rychlosti, a tedy platí nerovnost, se nazývá mezní vrstva.

Tření na desce stále zbrzďuje částice tekutiny, další částice vzdálenější od povrchu se přenášejí do mezní vrstvy. Protože do mezní vrstvy vstupují další částice tekutiny, mezní vrstva směrem po proudu stále narůstá. Rychlostní profily mají spojitý přechod od nulové rychlosti na stěně do plné rychlosti ve vnějším proudu [4].

2.3 ÚPRAVA KONSTRUKCE

V rámci mojí práce byla navržena úprava konstrukce turbíny, tak aby se vyrušilo co nejvíce negativních vlivů, které snižují účinnost turbíny. Oproti patentu má turbína jeden vstup, který je navržený tak, aby médium šlo co nejvíce hladce na disky. K tomu dále pomáhá také tvar vnitřního prostoru pro disky, který má tvar Archimédovy spirály. Dále je do výstupní hřídele umístěný kužel, který slouží k lepšímu výstupu média z turbíny. Tento model byl vyrobený pomocí 3D tisku.

V rámci diplomové práce byla konstrukce lehce přepracována z důvodu snazšího vyrobení pomocí

obrábění, kdy šasí a hřídel je vyrobeno z kovu. Disky budou vyřezány z plexiskla pomocí laserové řezačky a zbytek částí je vytištěný z plastu. Řez hotovým modelem můžete vidět na obrázku obrázku 2. Disky s podložkami jsou uloženy mezi dvě ložiska a k neodnímatelné straně turbíny je vše staženo pomocí K matice, tak aby nedošlo k vodorovnému pohybu v uložení.



Obrázek 2: Řez mého modelu turbíny

2.4 VYUŽITÍ

Existuje několik teoretických možností pro vyžití turbíny. Jedna z nich je využití v hybridních vozech, kdy by turbínu poháněly výfukové plyny, avšak problémem je, že by za turbínou bylo nutné potrubí opět dotlakovat.

Další variantou je využití jako malý zdroj energie u energeticky nezávislých domů, které jsou nedaleko vodních toků.

Nejlepší variantu představuje využití turbíny jako redukční ventil. Protože turbína snižuje tlak. Při navrhnutí výstupu na požadovaný tlak by tak nedocházelo ke ztrátám přebytečné energie, ale došlo by k jejímu využití na výrobu elektrické energie.

3 ZÁVĚR

Jak tato práce ukazuje, tak občas lze najít mezi staršími vynálezy zařízení, která by v dnešní době našla uplatnění. V práci je popsán princip fungování Teslovy turbíny, fyzikální principy, na kterých turbína funguje a úpravy konstrukce, které by měly zlepšit vlastnosti tohoto stroje. Dále jsou zde popsány možnosti využití turbíny v praxi. V rámci dalšího pokračování na turbíně budou změřeny její vlastnosti při určité úrovni zatížení.

- [1] PODERGAJS, Matej. *The Tesla Turbine*. Lublaň, 2011. Seminární práce. University of Ljubljana, Faculty of Mathematics and Physics. Vedoucí práce Prof. dr. Rudolf Podgornik.
- [2] LOKAJ, Jakub. TESLOVA BEZLOPATKOVÁ TURBINA. Brno, 2016. Diplomová práce. VY-SOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ, FAKULTA STROJNÍHO INŽENÝRSTVÍ.
- [3] Nachbau einer Tesla-Turbine 3D-gedruckten Teil mit Bauteilen _ [online]. 1. In: Mark3D Mark3D [cit. 2017-11-18]. Dostupné z: https://www.mark3d.com/wpcontent/uploads/2017/04/tesla-animation.gif
- [4] MAŠTOVSKÝ, Otakar. Hydromechanika pro strojní inženýry. SNTL, 1956.

VARIANTS OF POSSIBLE PENETRATIONS OF MUNICIPA-LITIES BY PV SOURCES

Petr Sedlák

Master Degree Programme (2), FEEC BUT E-mail: xsedla0u@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Martin Paar

E-mail: paar@feec.vutbr.cz

Abstract: The study deals with the probable variants of penetration of municipalities by photovoltaic sources. It describes the current situation in the selected municipality in terms of photovoltaic power plants and considers possible alternatives for photovoltaic penetration. Probable option for penetrating photovoltaic sources in the municipality is determined.

Keywords: injection of resources, municipality, penetration, photovoltaic power plant

1 ÚVOD

Počet fotovoltaických elektráren (FVE) instalovaných na střechách budov v České republice se neustále zvyšuje, přičemž největší rozmach FVE nastal v roce 2010, kdy počet vzrostl na více jak dvojnásobek. K roku 2019 je v ČR instalováno 28 554 FVE (o výkonu 2 127,54 MWp), přičemž za posledních 5 let se počet zvýšil o 427 FVE. Kdyby se nárůst FVE jako v roce 2010 měl znovu opakovat (jelikož politika ČR a EU směřuje k decentrální energetice a rozvoj těchto zdrojů je očekáván), mohlo by to mít nepříznivý dopad na stávající rozvodnou elektrizační síť, která je stavěna na jednosměrný tok elektrické energie [1,2]. Následující článek se bude zabývat modelovou situací, jak by v budoucnu mohl probíhat rozvoj z hlediska osazování budov FVE v obci, přičemž injektáž zdrojů do různých míst v obci by měla mít vliv na chování elektrizační sítě.

2 POPIS STÁVAJÍCÍHO STAVU

Pro výzkum byla zvolena obec Moravany u Brna, jelikož u této obce již byla vypracována studie na potencionální pokrytí obce střešními FVE zabývající se možným instalovaným výkonem na jednotlivých budovách, přičemž práce autora na ni navazuje [6]. Žije zde přibližně 3 000 obyvatel převážně v rodinných domech se sedlovou střechou. Ve vybrané obci je použito pro rozvod elektřiny s hladinou napětí 400 V kabelové (po obvodu obce v novější zástavbě) a venkovní vedení (ve starší zástavbě nacházející se ve středu obce). Do soustavy na hladině nízkého napětí je připojeno patnáct FVE, které jsou umístěné na střechách budov a jsou držiteli licencí udělených Energetickým regulačním úřadem. Největší z nich mají instalovaný výkon 20 kWp, 19 kWp a 12 kWp. Zbylých dvanáct FVE s instalovaným výkonem pod 10 kWp má dohromady celkový instalovaný výkon 65 kWp [1].

3 ANALÝZA MOŽNOSTÍ PENETRACE FVE

Hlavní vliv na penetraci FVE má především nastavení státních podpor. Stanovení podpor v roce 2008 pomocí vysokých pevných výkupních cen a následného poklesu nákladů na FVE v letech 2009 a 2010 znamenalo nekontrolovatelný nárůst počtu instalovaných FVE. Tento velmi rychlý nárůst byl zpomalen opatřením Energetického regulačního úřadu pomocí solární daně a téměř zastaven ukončením podpory obnovitelných zdrojů v roce 2014. V letech 2014 a 2015 se v České republice instalovalo pouze nízký počet FVE v řádu jednotek MW celkového instalovaného výkonu.

Znovu nastartovat pomalý kontrolovatelný růst FVE se povedlo až v roce 2016 díky novým dotacím programu zvaném Nová zelená úsporám. Za rok 2019 přibylo v Česku 142 FVE, které již ovšem nesmějí vznikat na polích jako dříve, tudíž se instalují především na střechy budov. Mezi hlavní scénáře podle podpory od státu můžeme řadit tři základní: 1. **bez vlivu vlády** – bez státní podpory, 2. **rozsáhlá podpora firem** a za 3. **rozsáhlá podpora domácností** [1-3].

První scénář by znamenal minimální (téměř žádný) zájem o FVE z hlediska domácností, jelikož by návratnost nebyla žádná nebo po velmi dlouhé době, která by z pohledu životnosti nebyla zcela jistá. Cena pro domácnosti, které by instalovali malé FVE do 30 kWp, by byla bez dotací od státu příliš vysoká a nevýhodná. Jediný, kdo by si mohl dovolit stavět FVE bez jakékoliv podpory, by byly firmy s obrovskými výrobními budovami tzv. průmyslové parky, které by instalovaly FVE ve stovkách kWp. Jednalo by se o velké počáteční investice, které by si mohl dovolit jen velmi níz-ký počet domácností [4].

Druhá varianta by podpořila a zrychlila nárůst FVE na střechách průmyslových a zemědělských budov. Výhodou by bylo, že vyrobená elektrická energie by byla přímo předávána do vyšší napěťové hladiny než s nízkým napětím.

Třetí možnost týkající se podpory domácností můžeme rozdělit na dvě další varianty: **široká podpora domácností** (zvýšení výkupní ceny za elektřinu) nebo **specifická podpora** – rozšíření programu Nová zelená úsporám. Při široké podpoře domácností by vzrostl počet FVE především u movitějších domácností, které by si mohly dovolit prvotní investici. Ovšem mohl by poté nastat případ jako v roce 2010 a nekontrolovatelně by vzrostl počet FVE a výkupní cena elektřiny by pro chudší domácnosti bez FVE mohla nepříznivě vzrůst. Nevýhodou specifické podpory, která spočívá v prvotní investiční dotaci, je pomalý nárůst instalovaných FVE. Je určena především pro domácnosti, které chtějí ušetřit, ale jsou schopni prvotní investice s návratností okolo 10 let. U bytových domů je situace komplikovanější, jelikož domluva s více vlastníky je hlavní problém při instalaci FVE na střeše. Příznivější je, když byty vlastní jeden majitel, který o všem rozhoduje, a záleží pouze na něm, zda investuje do FVE. Zisk z vyrobené elektrické energie se poté nemusí přerozdělovat [5].

Budovy, které ve vybrané obci Moravany u Brna mají již instalovanou FVE, jsou především středně movité, velmi movité domácnosti a jedna menší průmyslová budova. Což odpovídá tomu, že tři FVE byly instalovány v době pevné vysoké výkupní ceny na movitějších budovách a zbylé FVE byly instalovány buď za stejným účelem, nebo především za důvodem ušetření elektrické energie s prvotní investiční podporou od státu.

Z hlediska kvality napětí v elektrizační síti, do níž je instalována FVE, je těžké určit vhodné místo pro instalaci. Jak bylo vyzkoušeno na modelovém schématu obce v programu DAISY Bizon Projektant, umístěním FVE do jednoho nejméně vhodného místa může mít příznivý vliv na dané místo, ale nepříznivý účinek na jiná místa v elektrizační síti. Je tedy velmi obtížné podle tohoto hlediska umisťovat zdroje do dobře vybudovaných elektrizačních rozvodných sítí.

Další variantou úvahy je možné využití střechy při použití: fotovoltaických panelů, fotovoltaických tašek nebo fotovoltaických panelů a tašek. Podle toho se odvíjí maximální instalovaný výkon, který lze při maximálním využití střechy budovy získat. Pokud je střecha rovná nebo šikmá a bez jakýchkoliv výklenků a záhybů, je zcela nejlepší i nejlevnější použít fotovoltaické panely. Při šikmé členité střechy s výklenky je z hlediska maximálního využití střechy i případných stínů od výklenků a přehybů, použít fotovoltaické tašky či případnou kombinaci s panely.

S tím souvisí to, z jakých světových stran instalujeme fotovoltaické panely nebo tašky. Nejvíce výhodná bude strana jižní, na kterou dopadá nejvíce slunečního záření. Strana západní nebo východní bude pokryta fotovoltaikou podle potřeb uživatele FVE, kdy vyžaduje největší výrobu elektrické energie, jestli dopoledne nebo odpoledne. Uživatel je v dnešní době směřován k tomu, aby bral při stavbě FVE na vědomí své denní využití vyrobené elektrické energie pro vlastní spotřebu. V případě rovných střech se hovoří o tom, že by se neměly využívat pro výrobu elektrické energie, ale měly by být pokryty zelení. V programu Nová zelená úsporám jsou v současné době podmínky pro vyplácení dotací i pro zelené střechy [5].

4 VYBRANÁ VARIANTA

Z předchozí úvahy můžeme usoudit, že FVE si v dnešní době pořizují především středně movité domácnosti se sedlovou střechou a instalovaným výkonem FVE okolo 5,5 kWp a také ty více movité s instalovaným výkonem FVE do 10 kWp – z důvodu snadnějšího připojení FVE (mikrozdroje). Tato hranice 10 kWp je také kvůli využití programu Nová zelená úsporám, jelikož FVE nad 10 kWp jsou podporovány pouze se systémem na přípravu teplé vody s přímým ohřevem. Hodnota instalovaného výkonu 5,5 kWp byla stanovena podle průměru výkonu FVE na území, kde provozovatelem distribuční soustavy je E.ON Distribuce, a.s. Pro instalaci FVE jsou a zatím budou nejčastěji využívány fotovoltaické panely umístěné na jižní straně střechy. V případě novostaveb bude u více movitých (nebo s rozšířením podpory od státu u středně movitých) zájem o využití fotovoltaických tašek instalovaných na jižní, západní i východní straně střechy – tedy tzv. maximální využití střechy [5].

Další možností (ovšem méně pravděpodobnou) je varianta s motivací podpory dotacemi, případně jinými výhodami (např. z hlediska daní) pro firmy s obrovskými výrobními budovami, které by instalovaly FVE o mnohem větším výkonu oproti domácnostem.

5 VYHODNOCENÍ VYBRANÉ VARIANTY

Pro penetraci obce FVE bylo stanoveno pořadí uvedené v tabulce 1, v kterém budou instalovány FVE na střechách budov v obci z hlediska movitosti domácnosti, orientace sedlové střechy a velikosti celkového instalovaného výkonu FVE.

pořadí	domácnosti	orientace střechy	instalovaný výkon [kWp]
1.	středně a více movité	jih	5,5
2.	středně a více movité	jih	10
3.	středně a více movité	západ nebo východ	5,5
4.	středně a více movité	západ nebo východ	10
5.	středně a více movité	jih, východ, západ	max. možný
6.	firmy	rovná nebo mírně nakloněná	≥ 100
7.	středně, velmi movité, byty	jih, východ, západ, rovná	max. možný
8.	firmy	rovná nebo mírně nakloněná	≥ 50
9.	méně movité	jih, východ, západ	5,5
10.	méně movité	jih, východ, západ, rovná	10

Tabulka 1:Penetrace obce FVE.

Při uvažování o pořadí v tabulce bylo přikloněno k vybrané variantě v předchozí kapitole v prvním odstavci. Předpokládá se, že budovy s rovnou střechou budou spíše pokryty zelení, což souvisí i s využitím dotací z programu Nová zelená úspora. Až od větších instalovaných výkonů FVE se vyplatí využít střechu k výrobě elektrické energie na rovných střechách. Bytové domy byly zařazeny do sedmého pořadí, protože pokud se vlastník nebo vlastníci rozhodnou investovat do FVE, tak s největší pravděpodobností užijí celou využitelnou střechu pro fotovoltaické panely nebo tašky. Horní hranice využitelnosti střech již byla určena v bakalářské práci "Potencionální produkce elektrické energie ze střešních fotovoltaických elektráren v obci do 3000 obyvatel" [6]. Podle tabulky 1 byla na základě osobního zhodnocení provedena penetrace FVE obce Moravan u Brna. Na obrázku 1 jsou tmavě modrými body vyznačeny budovy s již nainstalovanou FVE. Pro studii byla využita mapa obce z iKatastru nemovitostí.



Obrázek 1: Stávající a potenciální umístění FVE dle tabulky 1.

6 ZÁVĚR

Článek pojednává o pravděpodobných variantách nárůstu fotovoltaických zdrojů instalovaných na střechy budov. Poukazuje na stávající stav ve vybrané obci z hlediska fotovoltaických elektráren a poté zvažuje případné varianty na penetraci fotovoltaickými zdroji. Nakonec je vybrána nejpravděpodobnější varianta s vyhodnoceným pořadím pro penetraci obce fotovoltaickými zdroji. Z obrázku 1 lze usoudit, že nejvíce budou nově instalované FVE přibývat po okraji obce, kde se nachází novější stavby. Tato vybraná metoda bude dále využita do diplomové práce na téma "Analýza slabých míst distribuční sítě v obci s vysokým počtem fotovoltaických zdrojů", kde bude sledován vliv fotovoltaických elektráren na rozvodnou elektrizační síť při postupné injektáži zdrojů do vybrané obce.

- [1] ERÚ. *Energetický regulační úřad* [online]. 2014-2019 [cit. 20.03.2020]. Dostupné z: http://www.eru.cz/cs/
- [2] Centrální a decentrální výroba elektřiny a tepla. EGÚ Brno, a. s. [online]. 2017 [cit. 13.03.2020]. Dostupné z: https://www.egubrno.cz/wp-content/uploads/2018/03/EFEKTcentralni-a-decentralni-vyroba.pdf
- [3] Příčiny solárního boomu v České republice. *oEnergetice.cz denní zpravdodajství z energetiky* [online]. 2015 [cit. 13.03.2020]. Dostupné z: https://oenergetice.cz/obnovitelnezdroje/priciny-solarniho-boomu
- [4] Velká fotovoltaika se již v ČR obejde bez dotací. *TZB-info* [online]. 2019 [cit. 13.03.2020].
 Dostupné z: https://oze.tzb-info.cz/fotovoltaika/18959-velka-fotovoltaika-se-jiz-v-cr-obejde-bez-dotaci
- [5] Nová zelená úsporám. *Státní fond životního prostředí ČR* [online]. 2020 [cit. 13.03.2020]. Dostupné z: https://www.novazelenausporam.cz/
- [6] ŠTEFEK, Martin. *Potencionální produkce elektrické energie ze střešních fotovoltaických elektráren v obci do 3000 obyvatel.* Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektro-techniky a komunikačních technologií, 2019. 74 s. Vedoucí bakalářské práce Ing. Martin Paar, Ph.D.

POTENTIAL OF NON-FREQUENCY ANCILLARY SERVICES FOR A DISTRIBUTION SYSTEM OPERATOR

Filip Reiskup

Master Degree Programme (2), FEEC BUT E-mail: xreisk00@ vutbr.cz

Supervised by: Michal Ptáček

E-mail: ptacekm@feec.vutbr.cz

Abstract: This paper provides a basic overview of the ancillary services in a transmission system. It summarizes changes regarding the implementation of European directives SOGL and EBGL. It describes in detail a portfolio of non-frequency ancillary services used in the distribution systems. It evaluates the demand of E.ON distribution system potential for those services in particular locations. This paper also covers analysis of existing resources in the area of this distribution system.

Keywords: ancillary services, non-frequency services, distribution system, transmission system

1 ÚVOD

V současné době se pro výrobu elektrické energie stále více uplatňují obnovitelné zdroje elektrické energie (OZE), čímž se všeobecně zvyšuje podíl rozptýlené výroby v elektrizační soustavě (ES). Nevýhodou těchto zdrojů je závislost výroby na proměnlivosti atmosférických podmínek. Provozovatel přenosové soustavy (PS), společnost ČEPS, a.s., má povinnost udržovat hodnotu napětí a frekvence v rozmezí předepsaném kodexem [1]. Systémové služby jsou činnosti provozovatele PS pro splnění těchto kritérií a tím je zajištěna kvalita a spolehlivost dodávky elektrické energie. Pro splnění předepsaných hodnot je nutné udržení rovnováhy mezi výrobu elektrické energie a její spotřebou. S neustále se zvyšujícím podílem rozptýlené výroby OZE, roste význam tzv. podpůrných služeb (PpS). Tyto služby napomáhají dispečerům při dodržení hodnot napětí a frekvence v mezích. Aktuálně se na evropské úrovni usiluje o vytvoření platformy pro obchodování se standardními produkty služeb výkonové rovnováhy. Pro potřeby provozovatele distribuční sítě se uvažuje o využívání nefrekvenčních podpůrných služeb.

2 PODPŮRNÉ SLUŽBY PRO PROVOZOVATELE PŘENOSOVÉ SOUSTAVY

Pro zajištění systémových služeb slouží podpůrné služby (PpS), které jsou poskytovány pro potřeby provozovatele přenosové soustavy. Podpůrné služby jsou dle [2] definovány jako: "činnosti fyzických nebo právnických osob sloužící k zajištění provozování elektrizační soustavy a zajištění bilanční rovnováhy elektrizační soustavy, kvality a spolehlivosti dodávky elektřiny." Pomocí podpůrných služeb se mohou dorovnat okamžité odchylky mezi výrobou a spotřebou, a to změnami na straně spotřeby nebo úpravou výkonů výroby. Nabízet PpS může kterýkoliv subjekt připojený do ES, pokud splní technické a obchodní podmínky stanovené provozovatelem PS [1].

Podpůrné služby je možné rozdělit do dvou kategorií [1]:

- Služby výkonové rovnováhy: Proces automatické regulace frekvence (FCP), Automaticky ovládaný proces obnovení frekvence a výkonové rovnováhy (aFRP), Ručně ovládaný proces obnovení frekvence a výkonové rovnováhy (mFRP_t) a Proces náhrady záloh (RRP)
- Ostatní podpůrné služby: Snížení výkonu (SV₃₀), Sekundární regulace U/Q (SRUQ), Schopnost ostrovního provozu (OP), Schopnost startu ze tmy (BS) a Dodávka regulační energie ze zahraničí (EregZ)

Z hlediska poskytování podpůrných služeb je důležité propojení na okolní země (soustavy) a spojení do jednotlivých sdružení. Kmitočet sítě je celo systémová veličina, tzn. je všude stejná, a je dána poměrem mezi výrobou a spotřebou v celé síti. Synchronní propojení soustav umožňuje efektivní využívání elektřiny vyráběné z různými typy elektráren. Výhodná skladba zdrojů v soustavě a vzájemná výměna elektřina mezi soustavami umožní posunutí špiček a minim v diagramu zatížení jednotlivých soustav. Z hlediska podpůrných služeb je velká výhoda ve snížení záloh pro proces automatické regulace frekvence. Tyto výhody vedou ke snížení ceny elektřiny pro koncové uživatele vzhledem k minimalizaci prostředků na provoz elektrizační sítě. Česká elektrizační soustava je připojena k synchronní sítí kontinentální Evropy [3].

Následkem harmonizace s evropským nařízením EBGL ("Electricity balacing guideline") proběhlo v rámci této propojené soustavy zapracování čtyř obchodních platforem sloužících k zajišťování výkonové rovnováhy. Tyto platformy umožní přenos regulační energie mezi jednotlivými provozovateli přenosových soustav a tím budou napomáhat při regulaci systémových odchylek. Vzájemná integrace trhů také usnadňuje efektivnější fungování vnitrodenního trhu z časového hlediska a finančně efektivní aktivaci nabídek. Těmito platformami jsou IGCC (vzájemná výměna systémových odchylek), PICASSO (týká se výměny regulační energie aFRP), MARI (výměna regulační energie mFRP) a platforma TERRE (výměna regulační energie ze záloh pro náhradu - RRP) [3].

3 NEFREKVENČNÍ PODPŮRNÉ SLUŽBY PRO PROVOZOVATELE DISTRIBUČNÍ SÍTĚ

Na podobném principu jako při poskytování PpS pro potřeby provozovatele PS, by měl v budoucnu fungovat i systém poskytování PpS pro provozovatele distribuční sítě (DS). Do distribuční sítě jsou připojeny výrobní zdroje nižších výkonů. Tyto zdroje ovšem tvoří významnou část celkové zdrojové základny České republiky. Poskytování podpůrných služeb pro potřeby provozovatele PS (resp. DS) tak ovlivňuje chod distribuční sítě, jelikož je zde připojeno velké množství poskytovatelů těchto služeb. Rostoucím podílem decentralizované výroby v soustavě a klesajícím cenám akumulačních technologií se nabízí možnost využití těchto zdrojů při řízení distribučních sítí poskytováním takzvaných nefrekvenčních podpůrných služeb (PpS-N). Nefrekvenční podpůrné služby jsou ty podpůrné služby, které jsou používány k zajištění kvality napětí a provozu sítě. Nejsou to tak služby používané k zajištění rovnováhy mezi výrobou a spotřebou, tedy služby bilanční [2].

V současné době probíhá poskytování nefrekvenčních podpůrných služeb na základě přímých smluv mezi poskytovatelem dané služby a provozovatelem distribuční sítě. V případě potřeby je na pokyn dispečera určitá služba poptávána u těchto předem sjednaných subjektů a následně proběhne aktivace. Provozovatel distribuční sítě finančně kompenzuje poskytovateli rezervaci kapacit pro poskytnutí dané PpS-N. Provozovatel DS tak platí i za službu, přestože nebyla v daném období aktivována. V současné době není provozovatel distribuční sítě finančně postihován za přetoky jalového výkonu do přenosové soustavy. Provozovatel DS má navíc možnost dle PPDS (Pravidla provozování distribučních soustav) Příloha 4. využívat u zdrojů připojených do sítě tzv. pásmo povinné podpory pro regulaci napětí a toku jalových výkonů, kterými může v omezené míře zlepšovat parametry sítě.

V budoucnosti je uvažováno zavedení finanční penalizace za přetoky jalových výkonů z distribuční soustavy. V tom případě by byli provozovatelé distribučních sítí, v místech, kde by se tento problém nacházel, nejspíše nuceni využívat nefrekvenční podpůrné služby jalového výkonu k omezení těchto přetoků. Proces aktivace a následného zprostředkování by měl probíhat na tržní bázi a formou standardizovaných produktů, tak jako tomu je u společných evropských platforem pro služby výkonové rovnováhy sloužící provozovateli PS (IGCC, PICASSO, atd.) Tento trh bude při splnění daných podmínek přístupný jednotlivým subjektům, které zde mohou nabízet své služby v závislosti na jejich geografického umístění v rámci elektrizační soustavy ČR.

Uvažované lokální nefrekvenční podpůrné služby pro DS jsou shrnuty v Příloze 7 PPDS [2]. Vzhledem k současné úrovni technického řešení využitelnosti PpS-N se jedná pouze o užší výběr.

Další typy těchto služeb budou charakterizovány v aktualizacích Přílohy 7 PPDS až bude pro jejich možné využívání nalezeno vhodné technické řešení. Mohou být rozděleny do těchto kategorií:

- Služby jalového výkonu
 - o Řízení napětí
 - Řízení toků jalových výkonů
- Služby činného výkonu
 - Schopnost lokálního zvýšení činného výkonu probíhá pouze ve vymezené oblasti sítě
- Služby obnovy distribuční soustavy
 - Schopnost ostrovního provozu výrobny s částí DS
 - Schopnost startu výrobny ze tmy a dodání výkonu *P* a *Q* do vyčleněné části sítě

4 ANALÝZA POTENCIÁLU NEFREKVENČNÍCH PODPŮRNÝCH SLUŽEB

Pro oblast distribučního území, které má ve správě společnost E.ON distribuce byla provedena analýza případného využití nefrekvenčních podpůrných služeb. Na tomto distribučním území se nachází celkem osm napájecích míst. Těmito napájecími místy jsou rozvodny 400/110 kV resp. 220/110 kV, a to konkrétně rozvodny Kočín, Dasný, Tábor, Mírovka, Slavětice, Sokolnice, Čebín a Otrokovice. Pro tyto napájecí uzly byly změřeny hodnoty jalového výkonu na jednotlivých transformátorech v období od 1.ledna do 31.července 2019. Pro každý napájecí bod soustavy byly stanoveny časové intervaly, ve kterých docházelo k přetokům směrem do přenosové soustavy. Byly také vyhodnoceny maximální hodnoty přetoku jalového výkonu do přenosové soustavy pro jednotlivé transformátory. Na základě těchto naměřených hodnot byla vyhodnocena kritická místa dané soustavy, kde docházelo k největším potížím. V těchto kritických místech dané soustavy se nabízí využití nefrekvenčních podpůrných služeb, konkrétně pak služeb jalového výkonu, pro zlepšení těchto parametrů.

Rozvodna	Transformátor	Maximální přetok Q [MVAr]	Přetok Q v průběhu sledovaného období
Mírovka	T403	13,2	32,9 %
Otrokovice	T402	132,4	39,4 %
Kočín	T402	31,3	99,4 %
Dasný	T402	51,2	35,2 %

Tabulka 1:Hodnoty maximálního přetoku

V tabulce 1 jsou uvedeny hodnoty nejvyššího naměřeného přetoku jalového výkonu do přenosové soustavy ze všech transformátorů a doba jeho přetoku vztažená k délce sledovaného období. Nejvyšší naměřená hodnota se nacházela v rozvodně v Otrokovicích. V rozvodně Mírovka na trafu T403 byla naměřena naopak nejnižší hodnota maximálního přetoku. V rozvodně Kočín na transformátoru T402 byl naměřen přetok z distribuční do přenosové soustavy v celém sledovaném intervalu kromě 147 hodin, což je naměřený přetok téměř v 99,4 % sledovaného období. Naopak nejlepší situace v tomto ohledu byla zaznamenána v rozvodně Mírovka na transformátoru T403. Na tomto transformátoru docházelo k přetoku směrem do přenosové soustavy celkem v 1670 hodinách, což je zhruba 33 % sledovaného období. Tento transformátor byl v provozu pouze v 80 % sledovaného období což výrazně ovlivňuje tento údaj. Proto za nejlepší v tomto směru se dá považovat transformátor T402 v rozvodně Dasný, který byl v provozu téměř 99 % času ve sledovaném období. Na tomto transformátoru byl změřen přetok v celkové délce 1790 hodin, což tvoří přibližně 35 % měřeného intervalu.



Obrázek 1 : Průběh Q od 1.4. do 7.4.

Na obrázku 1 lze vidět průběh jalového výkonu během pracovního týdne od pondělí 1.4. do neděle 7.4. 2019. Ze zobrazeného průběhu je zřejmé, že výrazné přetoky jalového výkonu směrem do přenosové soustavy se nacházejí v období mimo špičku, tzn. během noci a o víkendech.

5 ZÁVĚR

Článek shrnuje změny v poskytování podpůrných služeb v přenosové soustavě. Na změny v této oblasti navazuje aktualizovaná příloha 7 dokumentu PPDS, která se zabývá poskytováním podpůrných služeb v rámci distribuční sítě. V tomto dokumentu jsou zachyceny možnosti pro provozovatele distribuční sítě ke zlepšení parametrů v dané oblasti. V budoucnu budou tyto možnosti pro provozovatele distribučních sítí klíčové z hlediska omezení přetoků jalového výkonu směrem do přenosové soustavy. Tyto přetoky zatím nejsou nijak postihovány ze strany provozovatele PS nebo dohlížející autority (OTE). Vypracovaná analýza potenciálu nefrekvenčních podpůrných služeb slouží k určení kritických míst z pohledu nutného zásahu dispečera pro omezení přetoků jalového výkonu. V návaznosti na tuto analýzu se nabízí vyhodnocení využitelnosti již stávajících zdrojů, akumulačních zařízeních elektřiny a jiných energetických zařízení připojených v dané oblasti, které mají potenciál tyto služby poskytovat. Dané zdroje mohou svou účastí na trhu s PpS-N být nástrojem pro distributora tyto přetoky výrazně omezit.

- [1] *Kodex přenosové soustavy: Část II. Podpůrné služby (PpS).* In: Praha: ČEPS, 2019. Dostupné také z: https://www.ceps.cz/cs/kodex-ps
- [2] Pravidla provozování distribučních soustav: Příloha 7: Poskytování nefrekvenčních podpůrných služeb pro PDS a poskytování podpůrných služeb pro PPS zdroji připojenými k DS. České Budějovice, 2018.
- [3] ČEPS, a.s. Zahraniční spolupráce. *ČEPS, a.s.* [online]. Praha: ČEPS, 2019 [cit. 2020-03-04]. Dostupné z: https://www.ceps.cz/cs/podpurne-sluzby

TECHNICAL DESIGN OF EXTENSIVE OF OVERHEAD LINES BY HIGH VOLTAGE CABLES IN GIVEN DISTRIBUTION AREA

DAVID BRACEK

Master Degree Programme (2), FEEC BUT E-mail: xbrace00@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Michal Ptáček

E-mail: ptacekm@feec.vutbr.cz

Abstract: This paper deals with the impact of 22 kV overhead cable routing in a designated node area, which includes legislative and legal steps in terms of drafting documentation, the reasons for realizing cable routines and the risks involved. Furthermore, the designated nodal area will be presented in technical terms, followed by the design of the cabling of the overhead line in the urban area of Telč.

Keywords: planner, project documentation, high voltage, cable line

1 ÚVOD

Tento článek se zabývá vlivem plošné kabelizace venkovního vedení 22 kV v určené uzlové oblasti, který zahrnuje legislativně-právní kroky z pohledu přípravy dokumentace, důvody, proč realizovat kabelová vedení a jaká to s sebou nese rizika. Dále bude určená uzlová oblast představena po technické stránce, na kterou naváže návrh kabelizace venkovního vedení v intravilánu města Telč.

2 VLIV PLOŠNÉ KABELIZACE VENKOVNÍCH VEDENÍ 22 KV URČENÉ UZLOVÉ OB-LASTI

V následujících kapitolách je popsáno, jaké legislativní úkony musí projektant dodržet při navrhování tras kabelových vedení v intravilánech i extravilánech obcí, dále jsou představena úskalí kabelových vedení, a nakonec představena vybraná uzlová oblast, kde bude provedena kabelizace stávajících venkovních vedení.

2.1 LEGISLATIVA

Při návrhu a následné realizaci kabelového vedení je třeba dbát na dodržení příslušné legislativy, zejména pak zákony, vyhlášky, nařízení a předpisy. Z pozice energetiky jsou pro nás důležité zejména tyto zákony a vyhlášky: Energetický zákon [1], Stavební zákon [2], Vyhláška o technických požadavcích na stavby [3] a Vyhláška o obecných požadavcích na využívání území [4].

Poslední zmíněná vyhláška na využívání území je z pohledu kabelizace velice důležitá, protože pokud bychom se podívali na dřívější znění této vyhlášky tak zjistíme, že dříve vyhláška pouze doporučovala umístění vedení pod zem. Z toho plyne, že pokud se budou zřizovat elektrické vedení v zastavěných částích obce, tak musí být provedena kabelovým vedením. Pokud to však z nějakého opodstatněného důvodu nebude možné, lze zvolit jiný způsob na základě opodstatněné výjimky.

Dále při návrhu plánované kabelové trasy musí být dodrženy technické normy, například Podnikové normy energetiky, které dle zdroje [5] řeší navrhování, montáž a provoz rozvodných zařízení v soustavách.

2.2 ÚSKALÍ KABELOVÝCH VEDENÍ

S přírůstem kabelových vedení v distribučních sítích nejsou spojena jenom pozitiva (např.: z pohledu krajinářského) ale také i negativa. Pokud bychom měli popsat trendy v oblasti kabelových vedení, můžeme je rozdělit a odůvodnit dle faktorů jako jsou například:

- technický pokrok a vývoj kabelové techniky,
- snaha o zvýšení bezpečnosti a spolehlivosti,
- změna legislativy,
- rozvoj distribuční soustavy

Rozvoj kabelových vedení v distribučních soustavách sebou přináší i nevýhody. Mezi největší nevýhodu kabelizace patří bezesporu fakt, že kabelová vedení dosahují vyšších kapacit. Dále přichází v úvahu i horší chlazení vedení, které je pod zemí a často ještě v souběhu s jinými kabely, které má za následek nižší přenosovou kapacitu oproti stejné trase venkovního vedení. Skutečností také je, že trasa venkovního vedení vede téměř vzdušnou čarou, oproti delším kabelovým vedením, které se zpravidla projektují tak, aby vedení šla po hranicích pozemků, a ne vždy mohou jít kvůli jakýmkoliv překážkám přímo.

2.3 TECHNICKÝ POPIS URČENÉ UZLOVÉ OBLASTI A NÁVRH PROVEDENÍ KABELIZACE

Řešená uzlová oblast se nachází v regionu E.ON Východ v útvaru Jihlava – oblast Telč a je ohraničena hraničními úsekovými odpojovači. Oblast spadá do námrazové oblasti III.

Pro napájení této oblasti slouží transformační rozvodna Telč 110/22 kV.

Instalovaný transformátor: 40 MVA, 110/23 kV.

Kompenzace tlumivkou s uzlovým odporníkem 2500 kVAr, 18,8 - 188 A

Rozvodna využívá provozu na dvou přípojnicích:

- přípojnice A: 3 vývody,
- přípojnice B: 5 vývodů.

Vedení v dotčené oblasti jsou vyvedena z rozvodny na přípojnici B. Jedná se o vedení č. V86, V379, V159, V184, kde v převážné většině se jedná o venkovní vedení VN.



Obrázek 1: Řešená uzlová oblast [6].

V řešené uzlové oblasti jsou venkovní vedení naznačena červenou přerušovanou čárou. Tyto venkovní vedení budou nahrazeny navrženým kabelovým vedení v celé oblasti. Celkově bude nahrazeno přes 60 km venkovního vedení.

2.4 NÁVRH KABELIZACE MĚSTA TELČ

Na obrázku vpravo je naznačen současný stav venkovního a kabelového vedení VN ve městě Telč.

Na druhém je proveden návrh nových kabelových vedení, který vychází z koncepce společnosti E.ON Distribuce o návrhu projektování kabelových vedení.





3 ZÁVĚR

V rámci článku jsou představeny jak legislativní kroky, které projektant při zpracování projektové dokumentace musí dodržovat, tak i faktory, které vedou k větší potřebě realizovat právě kabelová vedení. V další části je proveden technický popis vybrané uzlové oblasti v současném stavu, který je nezbytně nutným podkladem pro nový návrh kabelových linek vysokého napětí, tak jak je představeno v kapitole 2.4, kde nadzemní venkovní vedení v intravilánu města Telč je nahrazeno podzemním kabelovým vedením.

- [1] Zákon č. 458/2000 Sb., Energetický zákon
- [2] Zákon č. 163/2006 Sb., Stavební zákon
- [3] Vyhláška č. 268/2009 Sb., Vyhláška o technických požadavcích na stavby
- [4] Vyhláška č. 501/2006 Sb., Vyhláška o obecných požadavcích na využívání území
- [5] Podnikové normy. *České sdružení regulovaných elektroenergetických společností* [online]. 2019, 2019 [cit. 2020-01-03]. Dostupné z: <u>https://www.csres.cz/CZ/podnikove-normy</u>
- [6] E.ON Distribuce sítě. *Geoportál* [online]. [cit. 2020-03-01]. Dostupné z: <u>http://geoportal.eon.cz/itc/default.aspx?serverconf=vsite&wmcid=1143</u>

Magisterské projekty

Mikroelektronika a technologie

CHANNEL MERGING TECHNIQUES FOR IMPROVING DYNAMIC RANGE OF \pm 10V SIGNAL CHAIN

Samuel Dusek

Master Degree Programme (2), FEEC BUT E-mail: xdusek23@vutbr.cz

Supervised by: Vilem Kledrowetz E-mail: kledrowetz@vutbr.cz

Abstract: This paper presents the channel merging technique that is used in the Analog Devices part AD7606C. In more detail, it describes the current dynamic range (DR) and total harmonic distortion (THD) performance that has been achieved on the first AD7606C silicon. Then, it presents options to achieve higher values of the DR and also options to mitigate the undesirable non-linear current which decreases the THD performance.

Keywords: dynamic range, signal chain, signal-to-noise ratio, channel, merging, saturation, total harmonic distortion

1 INTRODUCTION

It might be the case that there are two channels on the existing die each working separately with a certain DR performance which these channels alone can not exceed. But, if the requirement from the customer is to achieve higher values of the DR on the same die, the channel merging technique might be used. If two channels connected together on their inputs are used in order to create one signal chain and both channels are working with different input ranges, better DR performance might be achieved without a lot of changes to the original die. Such a technique was introduced in the Analog Devices part AD7606C, which is an eight-channel part with eight SAR ADCs running at 800 kHz. How this technique works in AD7606C and what performance can be achieved with such a technique is in more detail described in sections 2 and 3.

However, such a technique might be introducing some issues as well. It was discovered while measuring the AD7606C performance that the THD decreases rapidly with increasing value of the external resistor which customers usually use as a part of an anti-aliasing filter in front of the AD7606C. As this is a highly undesirable phenomenon, this paper also presents three options to mitigate this issue. These options are presented in more detail in section 5.

2 THE AD7606C CHANNEL MERGING TECHNIQUE

The AD7606C channel merging technique currently uses two of its channels, where one channel is set to ± 2.5 V range and the other one is set to ± 10 V range. As can be seen in figure 1, both channels are connected to their inputs and outputs of these channels are connected to the internal logic block which creates a new 20-bit signal based on the code values coming from the channel with the ± 10 V range. If codes represent values from -2.5 V to 2.5 V, the codes from the ± 2.5 V channel are directly transferred to the output of the internal logic block. If codes represent values lower than -2.5 V or higher than 2.5 V, the codes from the ± 10 V channel are logically shifted by 2 bits to the left and then transferred to the output of the internal logic block. Such a technique should, in theory, add 12 dB of DR performance in comparison with a case where the ± 10 V range channel works alone [1].



Figure 1: Block diagram of the AD7606C channel merging technique with the external filter

3 THE MEASURED PERFORMANCE

To evaluate the performance of the channel merging technique described in section 2 measurements were performed in the laboratories of the Analog Devices company. As the aim of this paper is to propose options to improve the DR and the THD performance, only the results are shown in this paper even though many others have been performed.

3.1 THE DYNAMIC RANGE PERFORMANCE

It was discovered that the presented AD7606C channel merging technique can achieve the DR of 115 dB with an oversampling ratio (OSR) equal to 256 as can be seen in figure 2. That is only an extra 5 dB in comparison with the ± 10 V range channel working alone. The reason why the extra 12 dB has not been measured is the different signal-to-noise ratio of both channels.



Figure 2: The measured DR performance

As the AD7606C customers were interested in higher DR performance, three options on how to obtain better results were proposed and are presented in section 4.

3.2 THE TOTAL HARMONIC DISTORTION PERFORMANCE

The AD7606C channel merging technique is sensitive to the value of the external resistor because once the input signal is higher or lower than ± 2.5 V, the ± 2.5 V range channel is in saturation and this results in non-linear current going out of this channel to the input of the AD7606C as is depicted in figure 1. This non-linear current than generates non-linear voltage over the external resistor and decreases the THD performance. The sensitivity to the value of the external resistor can be seen in figure 3.



Figure 3: The measured THD performance

It was discovered that the THD decreases rapidly with the increasing value of the external resistor. Thus, techniques to mitigate this phenomenon were proposed and are presented in section 5.

4 OPTIONS TO IMPROVE THE DYNAMIC RANGE PERFORMANCE

Three options to improve the AD7606C DR performance were proposed, designed and simulated. Ideas behind all three options are summarized in the following list and the results obtained are presented in figure 4.

- 1. Decrease the cutoff frequency of the whole signal chain to the half. This will reduce the noise in the circuit, increase the signal-to-noise performance and thus the DR as well.
- 2. Decrease the range from the second channel ± 2.5 V to ± 1.25 V. This will add 1 extra bit to the final output signal and in theory should add extra 18 dB to the DR performance. The downside of this option is the necessity of reducing the input impedance to half of its original value.





Figure 4: The DR performance of proposed options to improve current solution

5 MITIGATION OF THE NON-LINEAR CURRENT

Three options to mitigate the issue with the non-linear current, which causes the THD performance degradation, were proposed, designed and simulated and are summarized in the list below. The results

from the simulations are shown in figure 5.

- 1. Change the range of the lower range channel to the higher values once the input signal reaches the limits of the set range. This will prevent the lower range channel from saturation and thus no non-linear current should appear in the input of the signal chain. The downside for this technique is that it can not be used with the ± 1.25 V range which improves the DR performance.
- 2. Disconnect the lower range channel from the signal chain and connect it to the ground every time the input signal is outside of its range. This will prevent the non-linear current flowing through the external resistor and thus no THD degradation should appear. The downside of this technique is the slow charging of all parasitic capacitance in the input node.
- 3. Instead of connecting the lower range channel to the ground, connect it to the sampled value of the virtual ground at the moment when the input signal is about to leave the range of the lower range channel. This technique removes the downside of option 2, but on the other hand, the sample and hold circuit is necessary to add to the circuit, which might be area demanding.



Figure 5: The THD performance of proposed options to mitigate the issue with the non-linear current

6 CONCLUSION

It was discovered that the AD7606C channel merging technique can achieve 115 dB of DR on the current silicon. But, if range ± 1.25 V will be added and the cutoff frequency of the whole signal chain will be decreased to half, the DR performance can be increased to 118.6 dB.

Also, it has been discovered during the measurements, that the AD7606C channel merging technique is highly sensitive to the external resistor as the THD performance is rapidly decreasing with the increasing value of this resistor. Thus, three options to mitigate this issue were proposed, designed and simulated. All three options were able to mitigate this issue as can be seen in figure 5. The best option to choose would probably be option 2 as it requires minimal changes to the circuitry and can be used with the newly introduced ± 1.25 V range.

REFERENCES

[1] BYRNE, E., ANALOG DEVICES, INC. AD7606C Channel Merging. Limerick, 2018.

NEW GEL ELECTROLYTES BASED ON COPOLYMERS FOR ELECTROCHEMICAL POWER SOURCES

Soňa Peterová

Master Degree Programme (2), FEEC BUT E-mail: xpeter18@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Iuliia Veselkova

E-mail: xgrach00@feec.vutbr.cz

Abstract: This paper deals with description of preparation and use of monomers and copolymers for gel polymer electrolytes usable in electrochemical power sources. The paper is divided in theoretical and experimental part. The theoretical part describes gel polymer electrolytes and chemical substances used for experiments. The experimental part deals with composition of gel polymer electrolytes, method of preparation and evaluation of measured results.

Keywords: gel polymer electrolytes, monomer, copolymers

1 ÚVOD

V dnešní době, kdy si už život bez většiny zařízení využívající elektrický proud nedokážeme představit je důležité zamyslet se nad zdroji elektrického proudu využívaných v našich přístrojích. V případě elektrochemických zdrojů proudu hledáme optimální poměr kvalita a cena. Dlouhodobě je cílem vyvinout zdroje, které by vynikaly svojí spolehlivostí v různých aplikacích, dostupností, samozřejmě také bezpečností a v neposlední řadě očekáváme také ekologicky přívětivé materiály použité při výrobě. Právě v oblasti elektrochemických zdrojů proudu jsou v posledních několika letech diskutovány gelové polymerní elektrolyty. Základními požadavky na tyto elektrolyty jsou vysoká iontová vodivost v širokém rozsahu tepla, dobré mechanické vlastnosti, teplotní a elektrochemická stabilita a vysoká životnost.

2 GELOVÉ POLYMERNÍ ELEKTROLYTY (GPE)

V současnosti se nejvíce používají lithno-iontové baterie s kapalnými elektrolyty, které ovšem skýtají několik úskalí. V těchto bateriích jsou využité látky, které jsou drahé, těkavé, hořlavé a za určitých podmínek se mohou rozkládat. Dalším problémem je také změna objemu elektrod při nabíjení a vybíjení. Proto je snahou vyvinout elektrolyty, které by byly bezpečnější, levnější, nehořlavé a netoxické.

Mezi hlavní výhody gelových polymerních elektrolytů patří:

- vyšší bezpečnost (nepoužívají se jedovatá organická rozpouštědla)
- vysoká tvarová flexibilita (lze vyrobit velmi tenké baterie)
- odolnost vůči vyšším teplotám a tlakům

Cílem současného výzkumu je zlepšit hlavně tyto parametry elektrolytů:

- zvýšení iontové vodivosti
- zlepšení dlouhodobé elektrochemické a chemické stability
- šetrnost k životnímu prostředí

• cenová dostupnost [1] [2] [3]

Základní složení gelového polymerního elektrolytu

- sůl
- rozpouštědlo
- iniciátor polymerizace
- síťovací činidlo
- monomery

Pro tento výzkum byly vybrány následující chemikálie

- lithium hexafluorofosfát (LiPF₆) sůl
- dietyl karbonát a etyl karbonát (EC/DEC) rozpouštědlo
- benzoin etyléter (BEE) iniciátor polymerace
- etylenglykol dimetakrylát (EDMA) síťovací činidlo
- monomery etyl methakrylát (EMA), metyl methakrylát (MMA), butyl methakrylát (BMA), isobutyl methakrylát (IBMA), etoxyethyl methakrylát (EOEMA), lauryl methakrlát (LMA), timetoxysilipropyl methakrylát (TSPMA)

3 POSTUP PŘÍPRAVY GPE OBSAHUJÍCÍ KOPOLYMERY

Kopolymer tvoří minimálně dva monomery. V tomto experimentu jsme připravili 11 gelových polymerních elektrolytů s monomer EMA a MMA. Kopolymery byly míchány v různém poměru od 5 mol% EMA a 95 mol% MMA až 95 mol% EMA a 5 mol% MMA. Konkrétněji níže v tabulce 1.

Na počátku přípravy GPE je potřeba spočítat složení všech složek v elektrolytu. Následuje přesné odvážení a odměření všech použitých chemikálií. Dále se zkumavka se směsí chemikálií přesune minimálně na půl hodiny na magnetickou míchačku, kde dojde k promísení všech látek. Celý tento proces probíhá v rukavicovém boxu napuštěném argonovou atmosférou.

V další části je zapotřebí vyčistit a připravit skleněnou formu, která se skládá ze skla, teflonové destičky a silikonové fólie. V této skleněné formě je připravený elektrolyt přenesen pod UV lampou polymeruje po dobu 60 minut.

Poslední část zahrnuje vyseknutí části gelu ve vakuovém boxu, protože vytvořené gelové polymerní elektrolyty na vzduchu rychle degradují. Po vyseknutí je část gelu přesunuta do měřící cely. Ta se připojí k přístroji Potenciostat BioLogic VSP a nastaví se požadované parametry a měřící metody v softwaru EC LAB. Z výsledků měření se vypočítají hodnoty vodivosti a hodnoty napětí, které se použijí k analýze elektrochemické stability.

4 VÝSLEDKY MĚŘENÍ PŘIPRAVENÝCH GPE

V Tabulce 1 jsou uvedeny hodnoty elektrické vodivosti. Nejvyšší vodivosti dosáhl GPE na bázi 20 mol% EMA a 80 mol% MMA Pro ověření si hodnot vodivosti bylo provedeno i kontrolní měření, ve kterém měl opět nejvyšší vodivost GPE s kopolymerem obsahující 20 mol% EMA a 80 mol%.

kopolymer	γ [mS/cm]
EMA 5 mol% MMA 95 mol%	3,32
EMA 10 mol% MMA 90 mol%	4,07
EMA 20 mol% MMA 80 mol%	5,52
EMA 30 mol% MMA 70 mol%	2,17
EMA 40 mol% MMA 60 mol%	3,30
EMA 50 mol% MMA 50 mol%	2,20
EMA 60 mol% MMA 40 mol%	4,53
EMA 70 mol% MMA 30 mol%	3,06
EMA 80 mol% MMA 20 mol%	3,11
EMA 90 mol% MMA 10 mol%	2,76
EMA 95 mol% MMA 5 mol%	1,64

Tabulka 1: Vodivost GPE s kopolymerem EMA a MMA

Pro porovnání lze ještě uvést vodivost samotného monomeru MMA. Při poměru monomeru a vodivostní složky, která je použita pro vytvoření kopolymerů byla hodnota vodivosti GPE s monomerem MMA 2,58 mS/cm. Porovnání vodivosti GPE obsahující kopolymery EMA a MMA s GPE obsahující samotný monomer MMA je na obrázku č. 1 níže. Z grafu lze vyčíst, že většina kopolymerů dosáhla vyšší vodivosti než GPE pouze se samotným monomerem MMA.

Kromě kopolymerů EMA a MMA budou měřeny také další kopolymery na bázi methylakrylátů. Vždy se bude jednat o kombinace MMA s dalším monomerem, konkrétně BMA, IBMA, LMA, TSPMA, EO-EMA. Kvůli aktuální situaci nelze pokračovat v měření.



Obrázek 1: Graf porovnávající GPE obsahující kopolymer EMA a MMA s GPE obsahující pouze monomer MMA

5 ZÁVĚR

V praktické části byl vytvořen gelovým polymerní elektrolyt obsahující sůl, rozpouštědlo, iniciátor polymerace, síťovací činidlo a monomery etyl methakrylát a metyl methakrylát. Nejvyšší vodivosti dosáhl GPE s 20 mol% EMA a 80 mol% MMA. Hodnota vodivosti toho elektrolytu je 5,52 mS/cm. Gelové polymerní elektrolyty dosahují obecně nižší vodivosti, ovšem lze je nanášet v tenkých vrstvách, kde dosahují vyšší kapacity vztažené k objemu. Chování příslušného GPE na elektrodách LTO a NMC bude dále předmětem zkoumání.

PODĚKOVÁNÍ

Tato publikace vznikla za finanční podpory v rámci projektu specifického výzkumu "Materiály a technologie pro elektrotechniku III" na VUT (projekt č. FEKT-S-17-4595).

- [1] REITER, Jakub, Jiří MICHÁLEK, Martin PŘÁDNÝ, Dana CHMELÍKOVÁ a Jakub ŠIRC. Li+ a H+ vodivé polymerní elektrolyty s kovalentně vázanými anionty [online]. Chem. Listy 103: Ústav anorganické chemie AV ČR, 2009 [cit. 2018-12-03]. Dostupné z: http://w.chemicke-listy.cz/docs/full/2009_10_832-838.pdf
- [2] KÖPPLOVÁ, Petra. "Snažíme se nahradit kapalný elektrolyt gelovým", říká Jakub Reiter, vítěz 10. ročníku Ceny ČEZ v kategorii doktorandských prací. *IForum:* Online magazín Univerzity Karlovy [online]. 23. června 2008 [cit. 2018-12-03] Dostupné z:https://iforum.cuni.cz/IFORUM-5887.html.
- [3] REITER, Jakub. Nové materiály pro moderní zdroje elektřiny palivové články a lithno-iontové baterie. Envi Web: zpravodajství životního prostředí již od roku 1999 [online]. 27.02.2007 [cit. 2018-12-03]. Dostupné z: http://www.enviweb.cz/62484

DESIGN AND OPTIMIZATION OF SPECIAL LOW-LEVEL AMPLIFIER FOR MEASUREMENT OF AIR IONS

Lukáš Zdražil

Master Degree Programme (2), FEEC BUT E-mail: xzdraz07@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Zdeněk Roubal

E-mail: roubalz@feec.vutbr.cz

Abstract: This paper deals with low-current measurement in order of picoamps up to a few dozens of femtoamps. Such low currents measuring is necessary for determination of air ions concentration. Disturbances, which are otherwise negligible for ordinary measurements must be considered. For example, leakage currents and noise generated in measuring device circuit. The choice of a precise operation amplifier with low input bias current is as important as the selection of low noise passive components.

Keywords: low level measurements, air ions, aspiration condenser, electrometric amplifiers

1 ÚVOD

Měření koncentrace vzdušných iontů se provádí hned z několika důvodů. Prvním a nejdůležitějším důvodem je zjišťování kvality ovzduší. Dalším důvodem je například zkoumání elektrických dějů v atmosféře. Měření se provádí pomocí aspiračního kondenzátoru, kdy jsou ionty vtaženy pomocí ventilátoru do prostoru uvnitř aspiračního kondenzátoru a elektrickým polem jsou vychýleny na sběrnou elektrodu, na které generují velmi malý proud v řádu jednotek pikoampérů až několik desítek femtoampérů [1]. Při měření takto malých proudů existuje spousta omezení, na které je potřeba brát ohled. Jedná se například o svodové proudy, proto je důležitá volba správného izolačního materiálu [2]. Chybu způsobují i šumy vznikající v obvodu měřícího přístroje na pasivních i aktivních součástkách. Jedná se zejména o bílý Johnsonův tepelný šum a blikavý šum s kmitočtovou závislostí 1/f.

Hlavním cílem je návrh přesného nízkoúrovňového zesilovače s dobrou časovou a teplotní stabilitou. Pro navržený nízkoúrovňový zesilovač by měla být změřena jeho převodní charakteristika, šum a další důležité parametry pomocí přesného femtoampérového zdroje proudu. Dále by mělo být pomocí navrženého zesilovače provedeno měření koncentrace vzdušných iontů měřící metodou s aspiračním kondenzátorem [3] v podmínkách speleoterapeutických jeskyní [2].

2 ROZBOR A REALIZACE

Nízkoúrovňový zesilovač se připojuje do série se zdrojem polarizačního napětí mezi dvě elektrody aspiračního kondenzátoru podle obrázku 1. Od sběrné elektrody je vyvedena teflonová průchodka skrz druhou elektrodu aspiračního kondenzátoru. Jako zdroj polarizačního napětí se použije kondenzátor nabíjený z odděleného zdroje. Nejjednodušším konstrukčním řešením je umístit polarizační kondenzátor na společnou desku plošných spojů se zesilovačem. Pro oddělení nabíjení kondenzátoru a měření koncentrace vzdušných iontů budou použity jazýčkové relé. Protože jsou připojeny na nízkoúrovňový vstup, je potřeba brát na jejich návrh zvláštní ohled. Jazýčkové relé budou od spínací cívky odděleny teflonovým obalem. Relé, které bude aktivní během měření bude navíc kromě teflonového obalu stíněno aktivně. Mezi spínací cívkou a teflonovým obalem bude měděná páska připojená na stejný potenciál jako stíněné relé. Kromě relé je také potřeba zamezit svodovým proudům na spojích. Všechny součástky na vstupu budou umístěny na teflonových
opěrných bodech a spoje budou vzdušné. Okolo teflonových opěrných bodů budou na desce plošných spojů prstence, které budou také připojeny na aktivní stínění.



Obrázek 1: Princip a zapojení aspiračního kondenzátoru [1]

Největší důraz je kladen na výběr přesného operačního zesilovače. Pro nízkoúrovňová měření obvykle vyžadujeme operační zesilovače s velkým zesílením (typicky 10^6), malou vstupní proudovou a napěťovou nesymetrií a s malým teplotním a napájecím driftem, velmi malým vstupním klidovým a šumovým proudem a s velkým vstupním odporem [4]. Takovéto operační zesilovače jsou označovány jako elektrometrické, protože se používají v elektrometrech, tedy přístrojích určených k nízkoúrovňovému měření. Z dostupných elektrometrických zesilovačů byl vybrán ADA4530-1 [5] od společnosti Analog Devices. Typická hodnota vstupního klidového proudu je menší než 1 fA a typická hodnota vstupního šumového proudu na kmitočtu 0,1 Hz je 0,07 fA/ \sqrt{Hz} . Tento operační zesilovač tedy neprodukuje nízkofrekvenční blikavý šum s kmitočtovou závislostí 1/f. Vstupní napěťová a proudová nesymetrie bude kompenzována externě. Další jeho velkou výhodou je integrovaný stínící buffer, kterým je možné aktivně stínit vstup. Právě na výstupní pin tohoto bufferu se připojí aktivní stínění relé a teflonových opěrných bodů.



Obrázek 2: Obvodové zapojení převodníku proudu na napětí [4]

Z dostupných možných zapojení operačního zesilovače bylo vybráno zapojení převodníku proudu na napětí zakreslené na obrázku 2. Toto zapojení je vlastnostmi blízko ideálnímu ampérmetru. Jeho citlivost je určena především zpětnovazebním rezistorem, na kterém se vytváří Johnsonův tepelný šum a blikavý šum 1/f. Při návrhu je tedy důležitá volba přesného vysokoohmového rezistoru. Zde nastává problém s dostupností přesných stabilních vysokoohmových rezistorů, které produkují málo šumu. Většina vysokoohmových rezistorů se totiž vyrábí tlustovrstvou technologií. Rezistory vyrobené tlustovrstvou technologií generují blikavý šum s úrovní výrazně vyšší než rezistory

vyrobené tenkovrstvou technologií. Důvodem vzniku tohoto šumu jsou poruchy v krystalové mřížce. Na trhu jsou ovšem dostupné také vysokoohmové rezistory na bázi oxidu kovu od společnosti Ohmite [6]. Jejich cena výrazně převyšuje cenu rezistorů vyrobených tlustovrstvou technologií, ale úroveň generovaného blikavého šumu je velmi nízká. V současné době se na světovém trhu dají sehnat hodnoty od 1 M Ω do 500 G Ω . V zesilovači budou použity hodnoty 1 G Ω , 100 G Ω a 500 G Ω . Při takto vysokých hodnotách zpětnovazebního rezistoru bude úroveň vstupního šumového proudu velmi malá. Efektivní hodnota vstupního šumového proudu je totiž nepřímo úměrná velikosti zpětnovazebního rezistoru. Teoretickým výpočtem lze zjistit velikosti efektivních hodnot vstupního šumového proudu 3,9 fA pro 1 G Ω , 0,39 fA pro 100 G Ω a 0,14 fA pro 500 G Ω . Výpočty vycházejí ze simulace v programu PSpice, Tina a LTSpice a pro porovnání uvažovaných operačních zesilovačů jsou zobrazeny na obrázku 3. V reálném řešení lze očekávat vyšší hodnoty vlivem různých svodových proudů, proto budou rezistory také umístěny na teflonových opěrných bodech, na přepínaní rozsahů se použijí relé s aktivním stíněním a veškeré spoje budou vzdušné.



Obrázek 3: Závislost vstupního šumového proudu na zpětnovazebním rezistoru

Za elektrometrickým operačním zesilovačem bude druhý zesilovací stupeň pro dodatečné zesílení. Zesilovat bude 1x nebo 10x, aby se v kombinaci s prvním stupněm dosáhlo všech rozsahů. U tohoto stupně už nebudou teflonové opěrné body, spoje nebudou vzdušné a rezistory budou běžně dostupné vývodové. Při volbě operačního zesilovače už není důležitým parametrem vstupní klidový proud a vstupní šumový proud, ale vstupní šumové napětí. Byl vybrán OPA211 [7] od společnosti Texas Instruments. Tento operační zesilovač má spektrální hustotu vstupního šumového napětí 2 nV/ \sqrt{Hz} na kmitočtu 10 Hz a 1,1 nV/ \sqrt{Hz} na kmitočtu 1 kHz. Posledním blokem v zesilovači je filtr typu dolní propust čtvrtého řádu s Butterworthovou aproximací a mezním kmitočtem 2 Hz. Filtr je složen ze dvou stupňů topologií Sallen-Key. Použitým operačním zesilovačem v obou stupních je OP27 od společnosti Analog Devices.

Celý nízkoúrovňový zesilovač musí být uzavřen ve stínící krabičce kvůli odstínění vnějších rušivých signálů. Kvůli výšce některých součástek se krabička připájí na horní stranu desky plošných spojů a všechny součástky budou také připájeny pouze na horní stranu. Na spodní straně desky bude rozlitá souvislá vrstva mědi, která nahradí spodní víko stínící krabičky a bude s ní spojena prokovy.



Obrázek 4: Blokové schéma nízkoúrovňového zesilovače

3 ZÁVĚR

Tento článek byl zaměřen na návrh nízkoúrovňového zesilovače pro měření vzdušných iontů. Při návrhu byl kladen důraz na výběr přesného elektrometrického operačního zesilovače a kvalitních nízkošumových rezistorů. Konstrukční řešení zesilovače vychází z konstrukčních řešení elektrometrů. Využívá například aktivního stínění jazýčkových relé a teflonových opěrných bodů.

V současné době probíhá výroba desky plošných spojů nízkoúrovňového zesilovače. Je připraven také přesný vysokoohmový drátový rezistor, který bude sloužit jako zdroj nízkých proudů k proměření převodní charakteristiky, šumu a dalších důležitých parametrů zesilovače. Aspirační kondenzátor pro měření vzdušných iontů je také k dispozici včetně řídící desky a desky pro nabíjení polarizačního kondenzátoru.

REFERENCE

- [1] Roubal, Z. Nízkoúrovňová měření. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2015. 95 s. Vedoucí disertační práce: doc. Ing. Miloslav Steinbauer, Ph.D.
- [2] Roubal, Z.; Bartušek, K.; Szabó, Z.; Drexler, P.; Überhuberová, J. Measuring Light Air Ions in a Speleotherapeutic Cave. Measurement Science Review, 2017, vol. 17, no. 1, p. 27-36. ISSN: 1335-8871.
- [3] Steinbauer, M.; Fiala, P.; Bartušek, K.; Szabó, Z. Experiments with Accuracy of Air Ion Field Measurement. In PIERS 2008 Hangzhou. Cambridge: The Electromagnetic academy, 2008. p. 1001-1005. ISBN: 978-1-934142-00-4.
- [4] Dostál, J. Operační zesilovače. Praha: BEN-technická literatura, 2005. 536 s. ISBN 80-7300-049-0.
- [5] Analog Devices. ADA4530-1: Femtoampere Input Bias Current Electrometer Amplifier [online]. 2015, [cit. 2020-2-2]. Dostupné z: https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ADA4530-1.pdf.
- [6] Ohmite. RX-1M Hi-Meg [online]. 2015, [cit. 2020-2-2]. Dostupné z: https://cz.mouser.com/datasheet/2/303/res_rx1m-1317429.pdf.
- [7] Texas Instruments. OPAx211: 1.1-nv/\/Hz Noise, Low Power, Precision Operational Amplifiers [online]. 2006, [cit. 2020-2-2]. Dostupné z: https://www.ti.com/lit/ds/symlink/opa211.pdf.

BROADBAND PLC MODUL INTEGRATED IN POWER PLUG

Martin Rusz

Master Degree Programme (2), FEEC BUT E-mail: xruszm00@stud.feec.vutbr.cz

> Supervised by: Petr Mlýnek E-mail: mlynek@feec.vutbr.cz

Abstract: The main objective of this project is to design a functional prototype of an integrated broadband PLC module mounted in a power plug. The advantage of this device is the possibility of using PLC over the power distribution network for communication in the local home or company network and other application, without the need to connect additional equipment to the power plug.

Keywords: Broadband, HomePlug, PLC, power plug

1 ÚVOD

Tato práce se zaměřuje na možnost integrování miniaturizovaného širokopásmového modulu PLC do standardní zásuvkové krabice. Technologie PLC (Power Line Communication) je založena na přenosu dat po elektrické síti nízkého napětí 230 V, 400 V (NN), vysokého napětí 22 kV (VN), či velmi vysokého napětí 110 – 220 kV (VVN). Princip komunikace spočívá v injektování signálu do elektrické sítě, která z pravidla pracuje na řádově vyšším napětí, než je použito v telekomunikačních a datových systémech [1], [2].

Dnes nejběžnější a komerčně nejrozšířenější jsou zařízení, která se zapojují přímo do elektrické zásuvky a zabírají tak možnost připojení jiného zařízení nebo varianty s průchozí zásuvkou. Integrace širokopásmového PLC modulu nabízí velice elegantní řešení, které nikterak neovlivní vzhled či možnosti připojení k samotné zásuvce. Takovéto zařízení by bylo možné využít v celé škále aplikací. Například jako alternativa pro budování lokálních domácích či malých firemních sítí, využití v prostředí Smart Grid sítí nebo IoT [3].

2 VÝBĚR ŠIROKOPÁSMOVÉHO PLC INTEGROVANÉHO OBVODU

Pro realizaci prototypu integrovaného modulu malých rozměrů, bylo zapotřebí vybrat vhodný integrovaný obvod, na kterém by bylo zařízení sestrojeno. Na základě dostupných informací byl pro návrh vybrán integrovaný obvod AR7420 společnosti Qualcomm Atheros [4], který disponuje rychlostí na fyzické vrstvě až 500 Mbit/s, podporuje specifikace standardu HomePlug AV a IEEE 1901 a dosahem komunikace až 300 m. Pro účely prvotního testování byl tento integrovaný obvod zakoupen jako součást komunikačního modulu LX200V30 osazeného na vývojovém kitu WisPLCPro, který můžeme vidět na obrázku 1. V rámci výběru byly zvažovány i další varianty chipsetů, které můžeme vidět v tabulce 1, avšak vzhledem ke slabé podpoře ze strany prodejců, či výrobců nebo dostupnosti, nebyly tyto varianty vybrány.

Тур:	Standard:	Přenosová rychlost na fyzické vrstvě:	Šifrování:	Dosah:
QCA7000	HomePlug AV, PHY	10 Mbit/s	AES-128	300 m
ST2100	HomePlug AV, 1.0, PHY	200 Mbit/s	AES-128	-
BCM60321	HomePlug AV, 1.0	200 Mbit/s	AES-128	300 m
BCM60500	HomePlug AV2, 1.0	1.5 Gbit/s	AES-128	300 m
AR7420	HomePlug AV, 1.0, PHY	500 Mbit/s	AES-128	300 m

Tabulka 1: Souhrn základních parametrů PLC chipsetů



Obrázek 1: Vývojový kit WisPLCPro.

3 OVĚŘENÍ KOMUNIKACE S VYUŽITÍM MODULU LX200V30

Pro základní ověření komunikace byl využit nástroj Iperf3 dostupný pro Windows, Linux, Android, OpenBSD a další platformy. Testování je založeno na principu komunikace klient-server. Jedno zařízení je nastaveno do režimu server, který naslouchá na příslušném portu použitého protokolu a další zařízení pak do režimu klient [5].

Tabulka 2 zobrazuje sadu tří vzorových měření realizovaných na vývojových deskách WisPLC-Pro s intervalem 60 s. Prvním z nich je přímé propojení pomocí dvoužilového kabelu bez síť ového napětí s délkou propoje 1 m. Průměrná propustnost dosáhla 93,4 Mbit/s, což je téměř maximální možná propustnost standardu 100BASE-TX, který je implementován v rámci použitého integrovaného obvodu AR7420. V druhém měření jsou obě zařízení připojena na síť ově napětí 230 V_{AC}/50 Hz s délkou propoje menší než 2 metry. Pokles propustnosti byl způsoben především rušením vyskytujícím se na přenosovém médiu. Třetí měření ukazuje propojení skrze elektroinstalaci mezi dvěmi místnostmi s délkou trasy 9 m, kde byl další pokles propustnosti způsoben větší vzdáleností mezi zařízeními.

Měření	Protokol	Přenesená	Průměrná
		data [MB]	propustnost [Mbit/s]
1	ТСР	668	93,4
2	ТСР	534	78,2
3	ТСР	365	54,6

Tabulka 2: Praktická měření pro ověření komunikace.



Obrázek 2: Schéma zapojení jednotlivých měření.

4 NÁVRH DPS PROTOTYPU INTEGROVANÉHO PLC MODULU

Při návrhu desky plošného spoje byl kladen důraz především na rozměry zařízení a co nejefektivnější využití místa v zásuvkové krabici. Z tohoto důvodu byl zvolen atypický tvar a co možná nejmenší rozměry. Komunikační modul LX200V30, použitý v rámci tohoto prototypu, vyžaduje dvě napěť ové větve $3,3 V_{DC}$ a $12 V_{DC}$. Při maximální zátěži je energetická spotřeba modulu 2,5 W, ve stand-by režimu pak méně než 1 W. Jelikož nebude možné výsledné zařízení napájet externě, bylo zapotřebí navrhnout vhodný zdroj využívající síť ové napětí.

Základní částí desky je vstupní svorkovnice pro připojení síť ového napětí 230 $V_{AC}/50$ Hz. Z této svorkovnice je následně síť ové napětí přivedeno skrze spínač na modul spínaného zdroje 230 $V_{AC}/12$ V_{DC} s dostatečnou výkonovou rezervou 5 W. Výstupní napětí 12 V_{DC} je následně stabilizováno a přivedeno na konektor J2 sloužící pro připojení LX200V30 a dále pak na lineární regulátor napětí, který slouží k převedení vstupního napětí 12 V_{DC} na výstupní napětí 3,3 V_{DC} . Napětí 3,3 V_{DC} je rovněž přivedeno na konektor J2, čímž jsou splněny obě požadované napěť ové větve.

Na desce se rovněž nachází oddělovací PLC transformátor zajištující komunikaci, vývody pro signalizační LED diodu a plošky pro připojení Ethernetového rozhraní, které slouží pro připojení koncového zařízení ke komunikačnímu modulu. Výsledný návrh desky plošného spoje, včetně rozměrů uvedených v milimetrech, zobrazuje obrázek 3a.

5 ZHOTOVENÝ PROTOTYP INTEGROVANÉHO MODULU

Obrázek 3b zobrazuje zhotovený prototyp integrovaného PLC modulu. Na základě návrhu desky plošného spoje bylo vyrobeno několik kusů desek pro prvotní osazení součástkami. Oživená deska byla následně doplněna o komunikační modul LX200V30 a modul zdroje $230 V_{AC}/12 V_{DC}$. Pro zajištění větší integrity modulu byly přidány plastové distanční sloupky. Celý modul byl následně spojen se svorkovnicí zásuvky. Osazený prototyp včetně svorkovnice zasahuje 40 mm do elektroinstalační krabice a lze jej umístit do standardní univerzální krabice s hloubkou 42 mm.

Síť ové napětí, k jehož připojení slouží modrá svorkovnice, zajišť uje jak napájení integrovaného modulu a zásuvky, tak samotnou komunikaci po rozvodné síti. Pro účely komunikace s koncovým zařízením je k přednímu panelu zásuvky vyveden kabel pro komunikaci prostřednictvím Ethernetového rozhraní a indikační led dioda.



Obrázek 3: a) Návrh desky plošného spoje b) Zhotovený prototyp

6 ZÁVĚR

Tento článek popisuje postup návrhu prototypu integrovaného širokopásmového PLC modulu. Pro realizaci byl zvolen IO AR7420 osazen na komunikačním modulu LX200V30. Na základě měření pomocí programu Iperf byly získány základní znalosti o propustnosti komunikace. U navržené desky plošného spoje byl kladen důraz především na rozměry a efektivní využití prostoru elektroinstalační krabice. Výsledkem této práce je kompaktní zařízení, které je možno osadit do nejběžnějšího typu elektroinstalačních krabic s hloubkou 42 mm. Další rozšíření stávající práce počítá s možností měření odebíraného výkonu z dané zásuvky a osazením Wi-Fi modulu ESP8266.

REFERENCE

- [1] SVOBODA, Jaroslav *Využívání silnoproudých vedení a sítí pro přenos zpráv.* V Praze: Vydavatelství ČVUT, 2012. ISBN 978-80-01-05168-9.
- [2] FERREIRA, Hendrik. *Power line communications: theory and applications for narrowband and broadband over power lines*. Chichester: John Wiley, 2010, xxvii, 507 s. : il. ISBN 978-0-470-74030-9.
- [3] KHAN, Fahad, Atiq Ur REHMAN, Muhammad ARIF, Muhammad AFTAB a Baber Khan JA-DOON. A survey of communication technologies for smart grid connectivity. In: 2016 International Conference on Computing, Electronic and Electrical Engineering (ICE Cube) [online]. IEEE, 2016, s. 256-261 [cit. 2020-03-29]. DOI: 10.1109/ICECUBE.2016.7495234.
- [4] Powerline Communications IC *AR7420* [online].[cit. 05. 03. 2020]. Dostupné z URL:https://www.codico.com/fxdata/codico/prod/media/Datenblaetter/AKT/AR7420+AR1540
- [5] iPerf The ultimate speed test tool for TCP, UDP and SCTP. *Iperf3* [online].[cit. 05. 03. 2020]. Dostupné z URL:https://iperf.fr/

MATERIALS FOR BIODEGRADABLE BONES BASED ON FE

Tereza Tkáčová, Jan Hrabovský

Master Degree Programme (1.), FEEC BUT

E-mail: xhrabo12@vutbr.cz

Supervised by: Marie Sedlaříková

E-mail: sedlara@seznam.cz

Abstract: The thesis deals with biodegradable bone implants which must have good mechanical properties and also good compatibility with the human body. The thesis contains literary research in the area of bone physiology, biogenic materials and implants for the human body. The thesis focues on the selection of suitable materials for biogenic implants.

Keywords: Biodegradability, implants, bone, iron, corrosion, magnesium

1 ÚVOD

Vlivem sedavého způsobu života, který u dnešní populace převažuje, dochází k ochabnutí svalstva a zvýšení náchylnosti na různé úrazy pohybového aparátu člověka. V potaz se musí brát také vyšší věk, ve kterém dochází k osteoporóze, kosti řídnou a jejich pevnost se rapidně snižuje. V kombinaci s nadváhou, kterou trpí velká část seniorů, jsou kosti nadměrně zatěžovány a následky mohou být fatální. Tyto problémy se v řadě případů neobjedou bez chirurgického zákroku.

První materiály, které byly hojně využívány pro implantáty, byly kovy a jejich slitiny. Kovy disponují dobrými mechanickými vlastnostmi a stabilitou, ale nevýhodou je jejich kompatibilita s tělem. Pro zajištění nezávadnosti v těle musí být vytvořeny vhodné slitiny, které budou disponovat dobrými mechanickými vlastnostmi a zároveň budou kompatibilní s tělem. V poslední době se objevují biodegradabilní materiály, které se zdají být dobrým kandidátem pro zlepšení léčby poranění kostí. Jejich hlavní výhodou je kompatibilita s lidským tělem a také spontánní degradace. Biologicky rozložitelné materiály mají řadu dobrých vlastností, ale musí splňovat mnoho požadavků. Při jejich výzkumu je kladen důraz především na dostatečnou pevnost, flexibilitu, proces degradace a kompatibilitu s tělem.

Cílem této práce bylo porovnat dva polymerní materiály pro přípravu biodegradabilních materiálů. Bylo rozhodnuto o použití polyuretanu a polystyrenu, které v kombinaci s práškovým železem (případně jinými dopanty) byly žíhány v inertní atmosféře. Při žíhání dochází k rozkladu polymerní matrice a vzniku pevné struktury tvoření práškovým kovem.

2 PŘÍPRAVA VZORKŮ

Jako výchozí práškový kov pro přípravu vzorků bylo použito komerčně dostupné práškové železo, které bylo redukované vodíkem. Byly vytvořeny také vzorky, ve kterých byla příměs nějakého dopantu – hořčík a zinek. Tyto kovy byly taktéž v práškové podobě a komerčně dostupné. Procentuální zastoupení těchto kovů ve vzorcích bylo 0,5%, 1%, 2,5% a 5%.

Pro výrobu vzorků byly použity dvě odlišné metody. Vzhledem k požadavku na porézní strukturu, simulující spongiózní strukturu kosti, byl pro první metodu zvolen jako nosný materiál polyuretan Bulpren S 28089. Z práškového kovu o hmotnosti 3 g a 4 ml destilované vody (případně i potřebné procento dopantu) byla vytvořena suspenze, do které byly polyuretanové vzorky namočeny a po dostatečném obalení a nasáknutí byly přemístěné do sušičky (37 °C) na 24 hodin.

Druhý způsob využíval pojiva, které bylo vytvořeno z polystyrenu rozpuštěného v toluenu. Polystyren byl zvolen z důvodu, že neobsahuje vázaný kyslík ve struktuře, čili by mělo být sníženo riziko vzniku nežádoucích oxidů. Pojivo bylo smícháno v poměru 1 ml toluenu na 0,05 g PS, čímž došlo ke vzniku lepkavé směsi, do které bylo přidáno potřebné množství práškového železa a případných dopantů. Takto vzniklá suspenze byla nalita do formy z polytetrafluorethylenu a celá forma bylo uložena do sušičky při teplotě 37 °C po dobu 24 hodin.

Všechny vzorky byly následně slinovány, přičemž došlo k odstranění polymerní matrice a přeformování práškového kovu na pevnou formu. Slinování je realizováno difuzní cestou, z toho důvodu jsou rozhodujícími faktory teplota a čas. Jako faktory, na základě kterých se vyhodnocuje efekt slinování, jsou obvykle hustota a pevnost materiálu. Toto žíhání bylo provedeno na Ústavu chemie materiálů Fakulty chemické VUTBR. Teplotní profil byl nastaven dle předchozích prací [1], tedy nejprve 2 hodiny na teplotě 450 °C a poté 1 hodina na teplotě 1120 °C. Pro snížení obsahu oxidů byla použita dusíková atmosféra. Vyžíhané vzorky jsou zobrazené na obrázku 1.



Obrázek 1: Vyžíhané vzorky na keramické podložce

3 EDX ANALÝZA A MAPOVÁNÍ PRVKŮ

Připravené vzorky byly podrobené prvkové analýze, která umožňuje zjistit složení vzorků. Z provedené analýzy bylo možné zjistit, že železo pravděpodobně obsahovalo i příměs křemíku. Vedlejší prvky se do vzorků mohly také dostat při manipulaci se vzorky v laboratoři nebo při výpalu. Uhlík byl obsažen v každém vzorku a jeho přítomnost byla nejspíš způsobena obsahem uhlíku ve struktuře polymeru. U všech vzorků byla také zjištěna přítomnost kyslíku cca 30 %, který hraje značnou roli při procesu degradace a vzniku oxidů [2], [3].

U vzorků s obsahem hořčíku (Fe + 0,5% Mg) bylo z prvkové analýzy zjištěno, že obsah hořčíku je menší než počáteční procentuální zastoupení. Tento jev mohl být způsoben nehomogenním uspořádáním hořčíku ve vzorku. Pro zajištění lepší homogenity by bylo dobré využít míchacích zařízení, které by byly schopny dostatečně vmísit suspenzi práškových kovů do struktury polymeru.

U vzorků, do kterých byl přidán zinek (Fe + Zn), prvková analýza ukázala, že po vypálení tyto vzorky zinek neobsahují. Vzhledem k tomu, že vzorky s obsahem zinku byly vypáleny stejným teplotním profilem jako ostatní vzorky, je možné, že při vyšších teplotách došlo k rozkladu zinku. Nepřítomnost zinku mohla být také způsobena malým množstvím, které se nehomogenně rozmístilo. Z těchto důvodů by bylo dobré optimalizovat teplotní profil pro vzorky s obsahem zinku a také zajistit homogenní rozmístění zinku ve struktuře vzorku.

Bylo provedeno také mikroskopické pozorování struktury jednotlivých vzorků. Vzorky tvořené polyuretanovou matricí měly hezkou houbovitou strukturu, ale jejich mechanické vlastnosti nejsou příliš příznivé. Dochází k jejich drolení a jsou křehké. Na druhou stranu, vzorky tvořené PS pojivem mají strukturu hutnější a jsou pevnější, což se také projevuje při degradaci (jsou stabilnější a méně ochotné k degradaci)



Obrázek 2: Na levém obrázku houbovitá struktura PUR vzorku (PUR +Fe). Na pravém obrázku hutná struktura vzorku s PS pojivem (PS pojivo + Fe).

4 SLEDOVÁNÍ KOROZNÍCH POTENCIÁLŮ

Důležité je pozorovat proces degradace vytvořených vzorků. Z tohoto důvodu byly vzorky ponořené do roztoku NaCl, nebo do simulovaného roztoku tělesné tekutiny (SBL) a uloženy do sušičky při teplotě 37 °C. Standardní roztoky jako je NaCl obsahují pouze některé ionty obsažené v tělních tekutinách, zatímco SBL obsahuje téměř většinu těchto iontů. Jak již bylo zmíněné, klíčovou roli hraje degradace vzorků a s tím je spojena také koroze a úbytek hmotnosti. K úplné degradaci nesmí dojít příliš rychle, ideální doba degradace je 6-12 měsíců, proto byly v měsíčním intervalu měřeny korozní křivky, úbytky hmotnosti a vodivosti a pH roztoků.

Měření bylo provedeno potenciostatickou metodou, která je založena na měření proudové hustoty v závislosti na potenciálu. Byl využit potenciostat AUTOLAB TYPE II v trojelektrodovém zapojení – pracovní (PIGE), pomocná (Pt elektroda) a referenční (Ag/AgCl) elektroda, přičemž elektrody byly ponořeny do roztoku NaCl.

	NaCl roztok	Simulated body liquid
NaCl	9,000 g/l	7,996 g/l
KCl	-	0,224 g/l
CaCl ₂ .2H ₂ O	-	0,278 g/l
NaHCO ₃	-	0,350 g/l
$K_2HPO_4.3H_2O$	-	0,228 g/l
MgCl ₂ .6H ₂ O	-	0,305 g/l
Na_2SO_4	-	0,071 g/l
(CH ₂ OH) ₃ CNH ₂	-	6,057 g/l

Tabulka 1: Složení roztoků, do kterých byly vybrané vzorky vloženy.



Graf 1: Korozní potenciál vzorku Fe+0,5% Mg v roztoku NaCl.



Graf 2: Korozní potenciál vzorku Fe+0,5% Mg v roztoku SBL.

5 ZÁVĚR

Cílem této práce byla příprava a zkoumání materiálů, které by byly vhodné pro výrobu biodegradabilních implantátů. Příprava vzorků byla založena na žíhaní polymerní matrice s práškovým kovem, při kterém dochází k rozkladu polymerní matrice a sintrování kovu do pevné formy. Pro první metodu byla využita polyuretanová pěna, komerčně nazývaná Bulpren, která svojí houbovitou strukturou připomíná strukturu kosti. Tato pěna byla namočena do suspenze práškového kovu a destilovaná vody a po dostatečném nasáknutí byla uložena do sušičky. Druhá metoda byla založena na vytvoření pojivové směsi rozložením polystyrenu v toluenu a přidáním potřebného množství práškového kovu. Připravené vzorky byly vyžíhány v dusíkové atmosféře, přičemž došlo k rozkladu polymerní matrice a vzniku pevné struktury kovu.

Pro stimulování tělního prostředí byly vzorky vloženy do fyziologických roztoků – klasický NaCl a simulated body liquid (SBL) - a uloženy do sušičky při teplotě 37 °C. Pro vyhodnocení chování vzorků v tomto prostředí byly v měsíčním intervalu měřeny korozní potenciály, hmotnosti a vodivosti a pH roztoků. Provedena byla také EDX analýza a mapování prvků. U vzorků, které měly obsahovat zinek, EDX analýza zjistila nepřítomnost zinku, což mohlo být způsobenou vysokou teplotou žíhání, nehomogenním rozprostřením zinku ve vzorku nebo "opadáním" zinku ze struktury polyure-tanové pěny. U vzorků s obsahem hořčíku byla EDX analýzou přítomnost hořčíku potvrzena, ačkoliv množství bylo menší než při přípravě vzorků. To mohlo být způsobeno nehomogenním rozložením nebo opadáním hořčíku ze struktury PUR. Všechny vzorky také obsahovaly kyslík, který hraje dů-ležitou roli při vzniku různých oxidů.

Důležité je pozorovat rozdílné chování mezi vzorky v roztoku NaCl a SBL. Zatímco NaCl mimo jiné obsahuje hlavně chloridové ionty, SBL obsahuje celé spektrum různých iontů, které lépe stimulují prostředí v těle. Důležitou roli hrají jak chloridové, tak i fosforové ionty. Chloridové ionty narušují pasivní vrstvu, která vzniká při korozi, ale fosforové ionty ji naopak zlepšují. Tento jev je také pozorovatelný na obrázku 3 a 4. Na obrázku 3 je vzorek Fe+0,5% Mg v roztoku NaCl a korozní potenciál se stále pohybuje kolem -0,55 V. Na obrázku 4 je stejný vzorek v roztoku SBL, u kterého lze pozorovat po 30 dnech namáhání posun do zápornějších hodnot. V tomto období pravděpodobně probíhala koroze a rozklad vzorku. Při dalším měření (den 60) byl naměřen kladnější korozní potenciál -0,35 V a lze předpokládat, že se uplatnil vliv fosforových iontů na pasivní vrstvu, která způsobila zpomalení koroze a posun potenciálu ke kladným hodnotám.

V neposlední řadě budou zkoumány také mechanické vlastnosti vzorků, protože při aplikaci v těle by musely odolávat velkému zatížení. Materiál by měl být dostatečně pevný, ale zároveň pružný, aby se dokázal přizpůsobit tělu. Vhodné by také bylo, aby měl nízký Youngův modul pružnosti, čímž by se přiblížil lidské kosti.

PODĚKOVÁNÍ

This work was supported by the specific graduate research of the Brno University of Technology No. FEKT-S-20-6206.

REFERENCE

- HAVEROVÁ, ORIŇÁKOVÁ, ORIŇÁK, et al. An In Vitro Corrosion Study of Open Cell Iron Structures with PEG Coating for Bone Replacement Applications. Metals [online]. 28.6.2018, 2018(8) [cit. 2020-03-14]. DOI: 10.3390/met8070499. Dostupné z: www.mdpi.com/journal/metals
- [2] SEDLAŘÍKOVÁ, M.; VONDRÁK, J.; HÁVOVÁ, M.; KOŠÍČEK, A.; KADLEC, J. Preparation and corrosion of biodegradable iron based porous materials. In Advanced Batteries, Accumulators and Fuel Cells. ECS Transactions. Peddington USA: ECS Transaction, 2018. s. 1-6. ISSN: 1938-5862.
- [3] SEDLAŘÍKOVÁ, M.; VONDRÁK, J.; ČUDEK, V.; BINAR, T.; GALANOVÁ, Z. Chemical Corrosion of Porous Iron Alloys Prepared Pyrolytically. In *ECS Transaction. ECS Transactions*. Pennington USA: Electrochemical Society, 2018. p. 423-430. ISSN: 1938-5862.

CHARACTERIZATION OF PVDF NANOFIBERS CREATED BY THE ELECTROSPINNING METHOD

Tatiana Pisarenko

Master's Degree Program (1), FEEC BUT E-mail: xpisar04@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Dinara Sobola E-mail: sobola@vutbr.cz

Abstract: The work investigates structure and properties of composite fibers created by the electrospinning method for piezoapplications. Polyvinylidene fluoride (PVDF) was used as a precursor. As an electrospining parameter, the collector speed of 300 and 2000 rpm was selected, which significantly affects the properties of nanofibers. The structure of fibers was investigated by scanning electron microscopy (SEM) using focused ion beam (FIB). Morphology and piezoelectric domains was observed using piezoresponse force microscopy (PFM). Phase composition was identified using Raman spectroscopy and by Fourier-transform infrared spectroscopy (FTIR). Found results are essential for the design and construction of piezoelectric based structures.

Keywords: PVDF, electrospinning, nanofibers, characterization, PFM, FTIR, SEM

1 INTRODUCTION

Piezoelectric materials are materials exhibiting a phenomenon of electrical polarization under mechanical stress. Therefore, mechanical energy is converted to electrical energy. The advantage of piezoelectric polymers compared to piezoceramics is their high flexibility and easy processability. Another advantage is their low toxicity and possible processing into nanostructures. Compared to piezoceramics, piezopolymers have orders of magnitude lower values of piezoelectric parameters.

Polyvinylidene fluoride (PVDF) is a semi-crystalline polymer with high mechanical strength, thermal stability, good chemical resistance and aging resistance. Compared to carbon and hydrogen, fluorine has a larger radius of the van der Waals effect, causing the dipole moment of the PVDF monomer. It also depends on the configuration of the homopolymer chain. PVDF exists in five phases: α , β , γ , δ and ε . The phases α and ε are non-polar, the remaining phases β , γ and δ are polar. Three of these phases illustrates Figure 1. Thus, all polar phases exhibit piezoelectric properties, but most strongly β . The phases differ by the configuration of the chain, the difference between the phases α and β is usually presented in literature as these phases are the most common as result of electrospinning preparation procedure. In this work, the results are shown to prove that electrically active β phase is formed during electrospinning and the domains could be observed in nanometer scale [7].



Figure 1: Representation of the chain conformation for the alpha, beta and gamma phases.

Electrospinning is one of the processes by which polymer nanofibers can be prepared. The basic parts of the manufacturing device are a high voltage source, a collector (rotating drum) and an emitter (syringe filled with precursor and needle). Gradual extrusion of the precursor creates a drop of spun material at the end of the needle. Due to the high voltage, the charge is transferred from the needle to the precursor and subsequently repelled, causing the drop to deform. The result of the process is influenced both by the properties of the precursor, as well as by the set parameters and external conditions [8, 6].

2 MATERIALS AND METHODS

The samples were prepared by electrospinning method on the firm gold-coated silicon substrates with square dimension of 10×10 mm. The results after fabrication at collector speed of 300 and 2000 rpm were compared. Piezoresponse force microscopy (NTEGRA Prima microscope) with bias voltage of 5 V was used as characterization method for investigation of morphology and piezoelectric domains. The gold surface was used as a contact for characterization of PVDF-fibers by electrical modes. Scanning electron microscopy (FEI Helios NanoLab 660 microscope) with acceleration voltage of electron beam of 5 kV and current 1.6 nA was used for observation of nanofibers arrangement and FIB at 30 kV and 2.5 nA for cross-section investigating of individual fibers. Raman spectroscopy (WITec alpha300 R) was used to monitor the phase formation described in Section 1. Transmission experiment was performed by Fourier infrared spectrometer Vertex80v, also for phase investigations [4].

From the results below, several findings affecting the material properties are evident. In Figure 2 and 3, nanofibers are observed by SEM imaging with clearly different thicknesses. It can be seen from Figure 2 that at different collector speeds, the arrangement and shape of the nanofibers is very different. Thus, a higher collector speed causes thinning of the fibers [4]. These differences affect the outcome of piezoelectric behavior. Interestingly, in Figure 2b fiber diameters is relatively similar compared to Figure 2a where fibers vary from 452 nm to 2.2 µm.



a)



Figure 2: SEM image of PVDF fibers prepared at a) 300 rpm and b) 2000 rpm collector speed. The differences in fabrication are particularly noticeable in the arrangement and thickness of the fibers.

In addition to the different nanofiber thicknesses, the individual fibers in Figure 3 are seen with greater view field. There is also a different porosity visible in the cross-section of these fibers. Higher porosity predominates in the fiber in Figure 3a with pore size up to 500 nm in diameter [3].



Figure 3: Individual fibers of PVDF material. Fiber a) with 300 rpm fabrication collector speed shows an increased porosity compared to fiber b) with 2000 rpm fabrication collector speed, where the pores are almost noticeable.

Typical Raman spectra of PVDF material in Figure 4 describes a molecular parameters in the range of 150 cm^{-1} to 3150 cm^{-1} . Attention was focused especially on the spectrum in the range of 760 cm^{-1} to 880 cm^{-1} , where α and β phase peaks are illustrated in detail and differences in their ratio are measured.



Figure 4: Nanofibers PVDF material investigated using a Raman spectroscopy with focus to 760 cm^{-1} to 880 cm^{-1} region.

Another measurement using piezoresponse force microscopy monitors the exact morphology (Figure 5a) of the fiber and its electrical parameters (Figure 5b), which vary mainly along its perimeter up to 1 nA. In this case the presence of electrostatic interaction should be taken into account. By this reason it is possible to follow only qualitative difference of the fibers appearance after applying large voltages. The response of vertically oriented domains is observed in Mag-signal.

Spectra of FTIR in Figure 6 shows dependence of the transmittance on the wavelength of the whole sample between 1500 cm^{-1} to 400 cm^{-1} . The β phase is strongly visible at 840 cm^{-1} [1].



Figure 5: Measured a) morphology and b) electrical response of vertically oriented domains of single fiber by PFM method.



Figure 6: FTIR transmittance spectrum of PVDF nanofiber sample with 300 rpm and 2000 rpm collector speed. Emerging phases α and β are indicated by a dashed line.

3 CONCLUSION

Structural, molecular and electrical properties of PVDF nanofibers at different collector speed were measured. This characterization of nanoelectromechanical behavior is essential for design of NEMS and MEMS on the basis of new prospective materials. The resulting findings show that after fabrication at 300 rpm collector speed the structure is composed of non-uniform electrospun fibers. Also, the diameter and orientation of these observed nanofibers are not completely uniform and have higher porosity unlike fibers with fabrication at 2000 rpm collector speed, which are more uniform. However, the uniformity of nanofibers can be achieved by many other changes, for example by increasing the amount of polymer in electrospinning, leading to more interactions between polymer chains in solution [6].

According to FTIR and Raman spectroscopy was evaluated the phase composition and all α , β and γ are present. Raman spectroscopy provides information from the surface and near-surface area. Whereas FTIR spectra were collected in trasmission mode at the samples of tens microns. According to calculations from FTIR, the thinner fibers has larger amount of β phase [2]. For the PFM, the response of vertically oriented domains is observed mainly on the edges of the fiber where a variation of current occurs. The results of this characterization of PVDF nanofibers contribute in a relatively new scope in the form of better fabrication processes of this promising material.

ACKNOWLEDGEMENT

Research described in the paper was financially supported by the Ministry of Education, Youth and Sports of the Czech Republic under the project CEITEC 2020 (LQ1601). Part of the work was carried out with the support of CEITEC Nano Research Infrastructure supported by MEYS CR (LM2018110).

REFERENCES

- [1] ISLAM, A.; KHAN, A.; SHAKIR, F.; ISLAM, K. Strengthening of β polymorph in PVDF/FLG and PVDF/GO nanocomposites. *Materials Research Express*, 2020, 7, issue 1. ISSN: 2053-1591.
- [2] KE, G.; JIN, X.; HU, H. Electrospun polyvinylidene fluoride/polyacrylonitrile composite fibers: fabrication and characterization. *Iranian Polymer Journal*, 2020, 28, issue 1, p. 37–46. ISSN: 1735-5265.
- [3] MOKHTARI, M.; LATIFI, M.; SHAMSHIRSAZ, M. Electrospinning/electrospray of polyvinylidene fluoride (PVDF): piezoelectric nanofibers. *The Journal of The Textile Institute*, 2016, 107, issue 8, p. 1037–1055. ISSN: 0040-5000.
- [4] MOTAMEDI, A.S.; MIRZADEH, H.; HAJIESMAEILBAIGI, F. et al. Effect of electrospinning parameters on morphological properties of PVDF nanofibrous scaffolds. *Progress in Biomaterials*, 2017, 44, issue 3, p. 113–123. ISSN: 2194-0517.
- [5] SADEGHI, F.; SARVI, A.; SUNDARARAJ, U.; PVDF / carbonnanotubes / nanoclay nanocomposites for piezoelectric applications. *International Polymer Processing*, 2014, 29, issue 1, p. 81–87. ISSN: 0930-777X.
- [6] SUKIGARA, S.; GANDHI, M.; AYUTSEDE, J.; MICKLUS, M.; KO, F. Regeneration of Bombyx mori silk by electrospinning – part 1: processing parameters and geometric properties. *Polymer*, 2003, 44, issue 19, p. 5721–5727. ISSN: 0032-3861.
- [7] UEBERSCHLAG, P. PVDF piezoelectric polymer. *Sensor Review*, 2001, 21, issue 2, p. 118–126. ISSN: 0260-2288.
- [8] XIN, Y.; ZHU, J.; SUN, H.; XU, Y.; LIU, T.; QIAN, C. A brief review on piezoelectric PVDF nanofibers prepared by electrospinning. *Ferroelectrics*, 2018, 526, issue 1, p. 140–151. ISSN: 0015-0193.

WET ETCHING OF SIO₂ AS SACRIFICIAL LAYER WITH INFINITE SELECTIVITY TO AL

Jan Brodský

Master Degree Programme (1), FEEC BUT E-mail: xbrods02@vutbr.cz

Supervised by: Imrich Gablech, Pavel Neužil

E-mail: imrich.gablech@ceitec.vutbr.cz, pavel.neuzil@gmail.com

Abstract: This work presents an unusual method for releasing microelectromechanical systems which contain an Al layer. This is done by wet etching of SiO₂ as a sacrificial layer. Mixture of 49% HF acid and 20% H₂SO₄·SO₃ (oleum) is used. Oleum keeps the solution water-free and subsequently prevents the attack of Al layer. Exceptional etch rate ($\approx 1 \,\mu m \cdot min^{-1}$) of thermally grown SiO₂ is achieved by this method. The infinite selectivity to Al layer is verified by measuring the thickness of layer before and after etching. The etching itself is done in an ordinary fume hood in polytetrafluorethylene (PTFE) beaker.

Keywords: MEMS, selectivity, SiO₂ etching, sacrificial layer

1 ÚVOD

S rozvojem MEMS technologie bylo vyvinuto několik metod mikroobrábění Si. Ty lze rozdělit na mokré a suché leptání. Mokré leptání se dále rozděluje na anizotropní (KOH, TMAH) a izotropní (směs HF, HNO₃ a CH₃COOH). Suché anizotropní leptání pak probíhá pomocí reaktivního iontového leptání (RIE) [1], izotropní zase pomocí nasycených par XeF₂. Kromě Si se pro mikroobrábění používá také SiO₂, zejména připravené pomocí plazmou asistované chemické depozice (PECVD). Tento materiál je totiž plně kompatibilní s Si technologií. Lze ho leptat například pomocí roztoku HF/NH₄F (buffered oxide etchant = BOE), ten však není selektivní k Al a neumožňuje tak použití pro výrobu MEMS. Dalším způsobem leptání SiO₂ je použití bezvodého plynu HF [2; 3]. Tato metoda dosahuje velmi kvalitních výsledků, problémem je však vysoká počáteční investice. V této práci byl použit roztok 49% HF a 20% H₂SO₄·SO₃. Při leptání SiO₂ pomocí HF vzniká H₂O, což následně způsobuje napadení vrstvy Al. Oleum v roztoku na sebe tuto vodu naváže a zabraňuje tak poškození Al. Tato metoda vyžaduje pouze základní technické vybavení, jako například digestoř, vyhřívanou plotnu a osobní ochranné pomůcky (brýle, maska obličeje, rukavice a zástěra odolné proti silným kyselinám).

2 MATERIÁLY A METODY

2.1 PŘÍPRAVA TESTOVACÍ STRUKTURY

Pomocí programu Nanolithography toolbox byl navržen testovací motiv složený z kruhových tvarů s identickým venkovním a proměnným vnitřním poloměrem (Obrázek 1). Takto byly vytvořeny prvky s šířkou čáry v rozsahu od 2 μ m do 20 μ m s krokem 0,5 μ m. Tento krok umožnil určit rychlost leptání s rozlišením 0,25 μ m, protože jednotlivé prvky jsou leptány z obou stran.

 0
 0
 0
 0
 0
 0
 0
 0
 0
 0
 0
 0
 0
 0
 0
 0
 0
 0
 0
 0
 0
 0
 0
 0
 0
 0
 0
 0
 0
 0
 0
 0
 0
 0
 0
 0
 0
 0
 0
 0
 0
 0
 0
 0
 0
 0
 0
 0
 0
 0
 0
 0
 0
 0
 0
 0
 0
 0
 0
 0
 0
 0
 0
 0
 0
 0
 0
 0
 0
 0
 0
 0
 0
 0
 0
 0
 0
 0
 0
 0
 0
 0
 0
 0
 0
 0
 0
 0
 0
 0
 0
 0
 0
 0
 0
 0
 0
 0
 0
 0
 0
 0
 0
 0
 0
 0
 0
 0
 0
 0
 0
 0
 0
 0
 0
 0
 0
 0
 0

Obrázek 1: Navržený motiv testovací struktury.

S takto vytvořeným motivem byla dále vyrobena maska pro UV litografii. Jako substrát byl použit Si (100) wafer s vodivostí typu p a průměrem \approx 100 mm. Na tomto waferu byl termální SiO₂ o tloušťce (398 ±3) nm (průměr ± směrodatná odchylka). Na substrát byla pomocí e-beam napařování nadeponována \approx 1,5 µm tlustá vrstva Al. Pomocí metody spin-coating byl na wafer nanesen pozitivní fotorezist o tloušťce \approx 1,4 µm. Ten byl dále vytvrzen na vyhřívané plotně při teplotě \approx 110 °C po dobu \approx 50 s. Přes vytvořenou masku proběhla expozice fotorezistu ultrafialovým světlem o dávce \approx 90 mJ·cm⁻². Vyvolání proběhlo ve vývojce založené na TMAH po dobu \approx 60 s. Následoval proces zvaný descum, kdy je substrát umístěn do O₂ plasmy po dobu \approx 60 s a dojde tak k odstranění případných reziduí fotorezistu na vyvolaných místech. Vrstva Al na místech nezakrytých fotorezistem byla vyleptána pomocí RIE ve směsi plynů Cl₂ a BCl₃. Poté byl v rozpouštědle odstraněn fotorezist a wafer nadělen na menší kousky pomocí diamantového hrotu.

2.2 PŘÍPRAVA LEPTACÍHO ROZTOKU

V PTFE kádince bylo smícháno $\approx 50 \text{ mL} \approx 49\% \text{ HF s} \approx 50 \text{ mL} \approx 20\% \text{ H}_2\text{SO}_4 \cdot \text{SO}_3$. Teplo vzniklé reakcí zahřálo roztok až na teplotu varu, kdy z kádinky vycházel bílý kouř. Pro práci s roztokem tedy byla nezbytná digestoř, jelikož výpary obsahují velkou dávku HF. PTFE kádinka byla během celého procesu leptání umístěna ve větší kádince s vodou, ve které byla pomocí vyhřívané plotny a teploměru udržována konstantní teplota ≈ 70 °C.

3 EXPERIMENTÁLNÍ ČÁST

Leptání proběhlo ponořením šesti vzorků do leptacího roztoku. Čas ponoření pro jednotlivé vzorky byl v rozsahu od \approx 1,5 min do \approx 7,5 min s intervalem \approx 1,5 min, aby šlo zjistit rychlost leptání. Do leptadla byly ponořeny další dva vzorky na dobu \approx 7,5 min, první s litograficky vytvarovaným motivem v Al, druhý bez litografie se souvislou vrstvou Al. První z těchto dvou byl také použit pro zjištění rychlosti leptání pomocí podleptání Al prstenů s různými rozměry (Obrázek 2). Dále byla změřena tloušťka Al vrstvy pomocí profilometru. Druhý vzorek byl použit pro měření vrstvového odporu Al před a po ponořením do leptadla. Po leptání byl každý vzorek dvakrát opláchnut izopropylalkoholem (IPA), deionizovanou vodou a osušen proudem N₂.



Obrázek 2: Vyrobená testovací struktura pro určení rychlosti leptání SiO₂ pomocí podleptávání motivu ze stran. Snímky z optického mikroskopu po době leptání: (A) \approx 1,5 min (B) \approx 3,0 min (C) \approx 4,5 min (D) \approx 6,0 min (E) \approx 7,5 min. Oranžová šipka ukazuje na mezikruží s nejmenší šířkou čáry, které nebylo podleptáno.

4 VÝSLEDKY

Nejprve byla zjištěna rychlost leptání SiO₂. Pod optickým mikroskopem byly zkoumány leptané mezikruží. Pokud došlo k jejich kompletnímu podleptání, byly smyty z povrchu (Obrázek 2). Poslední struktury, které nebyly zcela podleptány měly šířky čar 3,5 µm, 7,5 µm, 9,5 µm, 12,5 µm a 15,0 µm pro doby leptání \approx 1,5 min, \approx 3,0 min, \approx 4,5 min, \approx 6,0 min, \approx 7,5 min. Šířka čáry posledního nepodleptaného mezikruží byla vykreslena jako funkce času (Obrázek 3), kde sklon přímky udává rychlost leptání SiO₂ jako (0,93±0,05) µm·min⁻¹ (průměr ± chyba proložení), což je \approx 14 × rychlejší než pro BOE s poměrem 49% HF and 40% NH₄F 6:1.

Vzorky byly dále leptány v nasycených parách XeF₂ při tlaku ≈ 0.33 Pa po dobu ≈ 225 s za účelem zvětšení kontrastu mezi SiO₂ a Al. Následně byly pořízeny snímky (Obrázek 3) pomocí skenovacího elektronového mikroskopu (SEM). Ty ukázaly, že vrstvy Al ani SiO₂ nebyly mechanicky poškozeny.



Obrázek 3: (A): Šířka čáry jako funkce času leptání. Křivka byla získána lineární aproximací pro šest leptaných vzorků. (B) Podleptané struktury s nedotčenou vrstvou Al. (C) Vzorek dále leptaný v parách XeF₂ pro zvětšení kontrastu mezi Al/SiO₂. (D) Jiný úhel a zvětšení (E) detailní pohled na podleptané Al

Pomocí mechanického profilometru byla měřena tloušťka leptaných struktur. Pro sendvičovou strukturu Al/SiO₂ byla tato tloušťka (1887 ± 46) nm (průměr ± směrodatná odchylka ze tří měření). Tyto výsledky ukazují, že čas leptání neměl vliv na tloušťku této struktury.

Dále byl měřen vrstvový odpor Al (R_{\Box}) před a po ponoření do leptadla na dobu ≈ 9 min. Pro měření byla použita čtyř-bodová hrotová stanice, kdy byl nastavován elektrický proud I v rozsahu od 10 mA do 60 mA na vnějších hrotech. Současně bylo měřeno napětí V mezi vnitřními hroty. Poté byla provedena lineární aproximace dat pro zjištění sklonu přímky (Obrázek 4) a také byl vypočítán R_{\Box} pomocí rovnice:

$$R_{\Box} = \frac{\pi}{ln2} \cdot \frac{V}{I} \tag{1}$$

Hodnota R_{\Box} před leptáním byla stanovena na (27,8 ± 1,0) m $\Omega \cdot \Box^{-1}$ a po leptání na (29.9 ± 1.2) m $\Omega \cdot \Box^{-1}$ (průměr ± směrodatná odchylka z pěti měření). Tento malý vzrůst R_{\Box} byl pravděpodobně způsoben měřením na částečně odlišném místě na substrátu, kde mohla být jiná tloušťka Al z důvodu možné nehomogenity depozice.



Obrázek 4: Grafy ukazující napětí jako funkci proudu, získané pomocí čtyř-bodového měření Al vrstvy (A) před a (B) po ponoření do leptadla.

5 ZÁVĚR

V této práci byla navržena a ověřena metoda pro mokré leptání SiO₂ s výbornou selektivitou k Al, kdy je vrstva tohoto kovu prakticky netknuta. Oleum v leptacím roztoku na sebe váže vzniklou H₂O jako produkt leptání SiO₂ pomocí HF a nedochází tedy k leptání Al. Bylo dosaženo vynikající leptací rychlosti (0,93±0,05) µm·min⁻¹ (průměr ± chyba proložení), která je $\approx 14 \times$ větší než pro BOE, které dosahuje rychlosti ≈ 70 nm·min⁻¹. Jedná se tak o jednoduchou alternativu k leptání pomocí bezvodé plynné HF, která pro svou funkci vyžaduje komplexní zázemí. Páry HF jsou vysoce jedovaté, a proto je zařízení pro práci s nimi velmi nákladné.

Výhodou použité metody je tedy vysoká leptací rychlost při zachování jednoduchosti. Není potřeba speciální vybavení kromě digestoře, PTFE kádinky a osobních ochranných prostředků. Nevýhodou pak je nutnost použití superkritického sušení pro zabránění poškození MEMS struktury. Tato metoda by také měla být prováděna kvalifikovanou osobou, která je vyškolena pro zacházení s nebezpečnými chemickými látkami.

PODĚKOVÁNÍ

Část práce byla provedena za podpory výzkumné infrastruktury CEITEC Nano (ID LM2015041, MŠMT, 2016–2020), CEITEC Vysoké učení technické v Brně.

REFERENCE

- LAERMER, F., S. FRANSSILA, L. SAINIEMI AND K. KOLARI. Chapter Twenty Three -Deep Reactive Ion Etching. In V. LINDROOS, M. TILLI, A. LEHTO AND T. MOTOOKA eds. Handbook of Silicon Based MEMS Materials and Technologies. Boston: William Andrew Publishing, 2010, p. 349-374.
- [2] JANG, W. I., C. A. CHOI, M. L. LEE, C. H. JUN, et al. Fabrication of MEMS devices by using anhydrous HF gas-phase etching with alcoholic vapor. In., 2002.
- [3] WITVROUW, A., B. BOIS, P. DE MOOR, A. VERBIST, et al. Comparison between wet HF etching and vapor HF etching for sacrificial oxide removal. Proceedings of SPIE The International Society for Optical Engineering, 08/25 2000, 4174.

Doktorské projekty

Elektronika a komunikace

ARTIFICIAL MAGNETIC CONDUCTOR-BASED MICRO-WAVE BUTTON ON TEXTILE SUBSTRATE

Martin Kokolia

Doctoral Degree Programme (4), FEEC BUT E-mail: xkokol010@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Zbynek Raida

E-mail: raida@feec.vutbr.cz

Abstract: This paper is proposing textile substrate-integrated button composed of textile integrated waveguide. Such pressure sensor could be used as an interface button or as a sensor of person presence. Proposed structure consists of two layers of substrate. Lower one is a straight section of the waveguide with slots feeding upper one is a closed section of waveguide forming a resonator stopband filter. Later, the simple textile integrated waveguide is changed to waveguides utilizing periodic cells as the artificial magnetic conductor (AMC) which could be printed instead of sewing vias by metallic wires.

Keywords: Textile-integrated Waveguide (TIW), Artificial magnetic conductor (AMC), Sensor, Smart Textile, Pressure Sensor

1 INTRODUCTION

For past two decades there has been a strong trend to utilize microwave systems on textile substrate. Possible use consists both wearable application as well as upholstery textiles, mainly inside the means of transport. For interior use there is trend to introduce broad variety of smart systems to provide comport or entertainment to passenger or to simply supplement need of conventional cooper wires to connect components such as sensors, control interfaces or indicators.

It is therefore convenient to use wireless power or microwave signal transmission structure to save weight. For example, if it is not possible to broadcast power supply or wide bandwidth due to obstacles or sensitive components in airplane, another possibility is to use waveguides inside textile.

Similar principle has been already presented in [1-4]. However, all those designs only worked as one type of sensor, which is given be use of special materials, capacitive sensing or antennas that senses its surrounding. Aim of this work is thus to propose extremely simple design that could be used as both of those sensors and be integrated into the textile substrate easily and cheaply.

2 DESIGN OF THE SENSOR

For the best usefulness of a detector using RF signal the highest possible frequency is necessary to obtain reasonable sensitivity and resolution. Considering limitations of technology and measurements of material [5,6] the chosen material is 3D knitted textile 3D096 and desired frequency band is 8 - 12 GHz. At such frequency band the components would be reasonably small while not too difficult for precise manufacture. Also good resolution of such sensor is to be expected. Proposed 3D knitted textile is made of polypropylene in very organized structure that forms tightly knitted top and bottom with middle filling being form by rows of fibres which keep distance while keeping the textile quite empty. This in combination with material used promises unusually low dielectric losses at microwave frequencies.

Basic idea of the proposed system is dual layer substrate integrated waveguide that consists of resonator cavity filter with stopband frequency being shifted by sensed mechanical deformation of the resonance cavity. As shown at the Fig. 1, if the middle section with the cavity at the top layer is pressed, the proprieties of the stopband filter will change. As the middle part is pressed, the cavity resonator changes its characteristics. Therefore, if there is control signal at the frequency which is blocked by the filter at the default state, the change of the resonant frequency would be detected as the control signal arriving at the other end of the waveguide.



Figure 1: Pressure detector indefault state – a) and maximum deformation – b)

It is necessary to realize that similar shift in resonant frequency could be caused by change in effective permittivity inside the waveguide. Most likely the disturbance would be caused by water, therefore, it would be preferable to place the sensor at place where random spillage could be avoided.

The resonator cavity is coupled to the main waveguide line by two slots perpendicular to the waveguide as shown at the Fig. 2. The length of the cavity on the top of the waveguide is equal to quarter of the wavelength at 10.5 GHz. At each transition through the slot there is a phase shift of 90 degrees and therefore at the other side two waves interfere with phase difference equal to 180 degrees.

The proposed sensor is compact design. The sensor itself has footprint of about 15 by 19 mm plus 20 mm of waveguide at each side for proper feeding. For quick design the simplified model of the textile integrated waveguide is used. Thickness of the substrate is equal to 3.4 mm and relative permittivity 1.2. The dielectric is simulated as lossless and the textile integrated waveguide is realized by solid walls of perfect electric conductor instead of discreet vias. This way the effect of the mechanical deformation on the concept can be visible without other undesired disruption as shown at the Fig. 2 b).



Figure 2: E-Field inside sensor at 10.5 GHz top layer – a) and bottom layer – b)

As shown at the Fig. 3 b), in range of reasonable deformations the very narrow (about 3 %) stopband is shifted for about 7 % due to high quality factor of the resonance filter. That is the core principle of the proposed systems. It is necessary that even relatively small deformation of the upper textile would cause significant and predictable change in the frequency characteristics of the filter. Sensitivity of the button in this case is determined as the minimum pressure deformation at which the insertion loss at the control signal frequency is changed at least by 20 dB. Simulated ideal model is shown at the Fig. 3 a).



Figure 3: Dimensions of the detector - a) and Simulated dependace of the S21 on mechanical deformation of the sensor - b).

Symbol	Value	Unit
L1	19.0	mm
L2	10.00	mm
D1	3.00	mm
D2	1.0	mm
W1	15.0	mm

 Table 1:
 Dimensions of the Proposed Sensors

After proving the basic concept in the perfect case, the design was changed to utilize realistic metallic vias. Creating conductive vias at textile substrate is not simple thought. It is necessary to use either thin wires (preferably copper) or electrically conductive threads. Those are usually composite of synthetic threads with thin copper or nickel wire winded around. Those materials are either hard to work with due to mechanical stiffness of wire or suffers deterioration of conductivity. Another issue is the fabrication itself. Automated machine sewing was attempted but due to mechanical starching of the textile substrate the error in placement of vias is increasing rather quickly. On the other hand-sewing can be reasonably precise, but it is extremely time-demanding.

Simulated model still uses loss-less dielectric substrate, because the exact values are not known. Electrically conductive parts are made of copper wire and copper foil. Thickness of the wire was 0.5 mm with 1 mm distance between vias. Those values are smallest that are practically reasonable. Results at the Fig. 4 show that in realistic design containing metallic vias the quality factor of the resonator filter significantly diminished so the desired 20 dB difference in the insertion loss is not even achievable.



Figure 4: Simulated dependace of the S21 on mechanical deformation of the sensor made of metallic vias

Elegant solution would be design that could be printed by electrically conductive material. The pressure sensor was therefore later realized by artificial magnetic conductor-based textile integrated waveguide. This concept was presented at [7]. Design consists of two types hexagonal cells. One type is fully conductive at the desired path and others are periodic cells around that block propagation of electrical modes. Those cells are electrical band gap (EBG) elements that performs are artificial magnetic conductor (AMC).



Figure 5: Button made of AMC waveguide - a) and Simulated dependace of the S21 on mechanical deformation of the sensor - b)

Results of simulation of the sensor utilized by AMC waveguide is shown at the Fig.5 b). In this case there is no frequency shift of the narrow stopband, but rather there is lower inserted loss at the observed frequency. Therefore, the systems could again use pilot signal at for example 9.9 GHz, which is blocked at the default state. Then if the button is pressed, the filter no longer blocks the signal and it can be detected at the other side of the waveguide. Alternatively, there could be also other signals for double-check, for example at 11.3 GHz as shown at the results. Similar effect

could be obtained with effective relative permittivity change with slots and empty cavity as in previous simple model.

3 CONCLUSION

The presented design was simulated with realistic materials and technology of manufacture taken in consideration. Results show that the sensor could be easily utilized as rough pressure detector or button controlling some function for user. Design can be in future updated by EBG waveguide topology that would grant printability without need of sawing the SIW vias.

ACKNOWLEDGMENT

The research was supported by the Czech Ministry of Education by the National Sustainability Program grant LO1401. The presented research was supported by the Internal Grant Agency of Brno University of Technology project no. FEKT-S-20-6526.

REFERENCES

- J. Lee, H. Kwon, J. Seo, S. Shin, J. hoon Koo, C. Pang, S. Son, J. hyung Kim, Y. hoon Jang, D. eun Kim, and T. Lee, "Conductive Fiber- Based Ultrasensitive Textile Pressure Sensor for Wearable Electronics", Advanced Materials, vol. 27, no. 15, pp. 2433-2439, 2015.
- [2] M. Mckeown, S. Julrat, S. Trabelsi, and E. Tollner, "Open Transverse-Slot Substrate-Integrated Waveguide Sensor for Biomass Permittivity Determination", Ieee Transactions On Instrumentation And Measurement, vol. 66, no. 8, pp. 2181-2188, 2017.
- [3] Y. Yun and H. Shin, "Simplified Structural Textile Respiration Sensor Based on Capacitive Pressure Sensing Method", IEEE Sensors Journal, vol. 14, no. 9, pp. 3245-3251, 2014.
- [4] W. Xu, M. -chun Huang, N. Amini, L. He, and M. Sarrafzadeh, "ECushion: A Textile Pressure Sensor Array Design and Calibration for Sitting Posture Analysis", IEEE Sensors Journal, vol. 13, no. 10, pp. 3926-3934, 2013.
- [5] KOKOLIA, Martin and Zbyněk RAIDA. Milimeter-wave Propagation in 3D Knitted Fabrics. 22nd International Microwave and Radar Conference. 2018.
- [6] M. Cupal; J. Dřínovský; T. Götthans; R. Hermany; M. Kokolia; J. Láčík; T. Pařízek; J. Prášek; Z. Raida; J. Špůrek; D. Kráčalová; Z. Lédrová; J. Procházka; D. Krutílek; Z. Řezníček; "Textile-integrated electronics for small airplanes," European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2018), EurAAP, 2018.
- [7] KOKOLIA, M. Hexagonal-Cell Artificial Magnetic Conductor Waveguide. In PROCEED-INGS OF 19TH International Conference on Microwave Techniques 2019. 1. Pardubice: 2019. p. 24-28. ISBN: 978-1-5386-9336-0.

THE SYSTEM FOR LASER BEAM TRACKING AND COMMUNICATION

Petr Skryja

Doctoral Degree Programme (2), FEEC BUT E-mail: xskryj01@stud.feec.vutbr.cz

> Supervised by: Peter Barcik E-mail: barcik@feec.vutbr.cz

Abstract: The paper describes a system for laser beam tracking and communication with using one optical laser beam. As an active receiver element, improved tetra-lateral two-dimensional position sensitive detector S5991-01 is used, which is used both to obtain beam position and to receive transmitted data. A laser with a wavelength of 650 nm is used for data transmission. The transmitted data are coded with Manchester code. Position calculation, data receiving and transmitting is carried out by development board STM Nucleo H743ZI.

Keywords: Free space optics, FSO, Position sensitive detector, PSD, Optical beam deflection, Tracking, Manchester

1 INTRODUCTION

Free Space Optics (FSO) is intended to replace fiber optic communications, especially in areas where fiber optic connections are not possible or areas where bandwidth is insufficient to realize an antenna link [1]. FSO benefits include unlicensed bandwidth, high 100Gb/s bit rate, EMC/EMI immunity, small size, low weight of transmitter and receiver units, duplex transmission and lower power compared to antenna links. FSO is also highly immune to eavesdropping and interference. However, the disadvantages of these links are low reliability and availability. The reliability and the availability is reduced mainly by changing weather conditions, for example when the fog causes attenuation that there can be a complete loss of communication. However, this can also occur due to the soiling of the terminal's apertures or due to the collision of the laser beam with the obscuration objects like birds or trees. Another problem arises due to atmospheric turbulence, vibrations or movement of communicating points. This causes the beam to move along the detection surface of the optical sensor, where, at higher beam deviations, the beam is completely deflected from the active surface of the detector and hence the connection is lost. This article will describe the method of using a single optical laser beam and single position sensitive detector for communication and tracking.

2 STATE OF THE ART

Most of the FSO systems work with two optical beams. One is primarily used for data transmission and the other one (beacon) is used for tracking. To detect the laser beam deflection 4 quadrant photodiode [1], charge-coupled device (CCD) sensor with ring of phototransistors [2], position sensitive detector (PSD) [3] or fiber based laser beam tracking system [4] can be used. In order to compensate laser beam deflection, the system employs, for example, stepper motors or Micro-Electro-Mechanical System (MEMS) mirrors. These systems are intended for fine alignment in the order of tenths of degrees which compensate for fluctuations caused by atmospheric turbulence or vibrations [5].

3 PROTOTYPE DEVICE

A Position Sensitive Detector (PSD) is an optical element capable of measuring the position of an optical spot in one or two axes on its surface. There are segmental or lateral psd. This work is focused on lateral PSD which is used in the described system. Lateral PSD consists of photodiodes, which are placed next to each other without gaps between them. This allows to read the position of the laser beam spot over the entire active surface of the sensor. The position is obtained by an analog value at the output of the detector, which is generated by the current from the photodiodes and flows from the impact point through the resistive layer to the contacts. The current is inversely proportional to the resistance between the point where the beam strikes and the contact. If the light beam spot is in the center of the sensor, the same current signals will be generated on all contacts. The advantage of the sensors is it is not depend on the size of the laser beam and have a wide dynamic range. The position resolution of such a sensor is better than $0.5 \,\mu$ m but it depends on the signal to noise ratio [6].

A prototype device was created by using improved tetra-lateral two-dimensional PSD Hamamatsu S5991-01 and development board STM Nucleo H743ZI2. The prototype consist of analog and digital part. The analog part is shown in Figure 1. The PSD sensor is biased by 8.3V. Generated currents from cathodes are converted to voltages by using transimpedance amplifiers. After that there are created mathematical operation by using operational amplifiers to get voltages U_X , U_Y and U_{SUM} . These voltages are than sampled in digital part shown in Figure 2 by ADC1 (Analog to Digital Converter), ADC2 and ADC3. The samples are stored in internal SRAM memory and sent into PC via USART interface. The data are analyzed by PC. The laser is modulated by STM Nucleo H743ZI2 development board, where modules for Manchester encoding and bit sequence are located.

The Manchester code is self-clocking signal with no DC component if it is used in voltage signal range $+V \div -V$. From this implies if the voltage signal range would be $+V \div 0$ signal value after low pass filter would be 1/2V. This can be used for communication and tracking at the same time because the data will be synchronized with each bit simultaneously there will be information about position. It follows from the principle of Manchester coding if the signal passes through a low-pass filter, the size of the resulting signal will be half the range of the input signal.



Figure 1: Block diagram of analog part with transmitter

To get position of the laser beam spot on PSD detector relations (1) and (2) are used, where U_{X1} , U_{X2} , U_{Y1} and U_{Y2} correspond to the voltages respectively currents of the photodiodes of the PSD detector. To get position in milimeters formulas are extended by term L/2 where L = 10mm [7]

$$X = \frac{(U_{X2} + U_{Y1}) - (U_{X1} + U_{Y2})}{U_{X1} + U_{X2} + U_{Y1} + U_{Y2}} * \frac{L}{2} = \frac{U_X}{U_{SUM}} * \frac{L}{2}$$
(1)



Figure 2: Block diagram of digital part

$$Y = \frac{(U_{X2} + U_{Y2}) - (U_{X1} + U_{Y1})}{U_{X1} + U_{X2} + U_{Y1} + U_{Y2}} * \frac{L}{2} = \frac{U_Y}{U_{SUM}} * \frac{L}{2}$$
(2)

Sample rate of ADCs are set to 5kHz. Then the sampled data is sent via USART with baudrate of 2Mbps into PC. Data is collected by Matlab on a computer and then post-analyzed. Clock for Manchester coding is set to 500Hz.

4 DATA ANALYSIS

In Figure 3 data corresponding to the signals from ADCs for non-modulated laser beam (blue), modulated laser beam (red) and modulated signal after low pass filtering (green) are shown. X-axis is time in seconds and y-axis is normalized level of the signal where for ADC1 and ADC3 value 0.5 corresponds to 0.5V. In Figure 5a the computed position of the laser spot is shown. The laser spot for this measurement was focused to the coordinates [x=-3.5mm; y=3.5mm]. The calculated coordinates for non-modulated laser beam is [x=-2.2mm; y=1.2mm] and for modulated laser beam [x=-1.6mm; y=0.3mm]. These variations are probably due to two factors. The first one is caused by analog part, where the U_{SUM} signal reaches a small voltage due to the voltage divider and then in ADC the signal is summed with a ADC noise. The second factor is described in [8] (page 8) and is caused by dependency of the position coordinates on laser beam intensity.



Figure 3: Graphs of signals from ADCs in time, when the laser points to the upper left corner



Figure 4: Graphs of signals from ADCs in time, when the laser moves and transfer data



Figure 5: Computed position in x-y axis

5 CONCLUSION

In this article, data transferring and tracking using a single optical beam was explained. It has been found that it is possible to transmit data while obtaining beam position information. However, due to the change in optical power between the unmodulated and modulated laser beam by Manchester

coding, the positioning accuracy of the PSD sensor was determined.

ACKNOWLEDGMENT

This work has been supported by the Czech Ministry of Interior under grant agreement No. VI20192022173.

REFERENCES

- [1] M. Matsumoto, K. Osawa, S. Hotta, and K. Wakamori. Innovative tracking system for next generation fso systems under massive earthquakes. In 2015 International Conference on Optical Network Design and Modeling (ONDM), pages 233–238, May 2015. doi:10.1109/ONDM. 2015.7127304.
- [2] C. M. Coman, R. Tataroiu, and D. Rosner. Autoalignment module for free space laser communications. In 2013 RoEduNet International Conference 12th Edition: Networking in Education and Research, pages 1–6, Sep. 2013. doi:10.1109/RoEduNet.2013.6714205.
- [3] Mouhammad Al Akkoumi, Hakki Refai, and James Sluss. A tracking system for mobile fso. *Proceedings of SPIE The International Society for Optical Engineering*, 6877, 03 2008. doi: 10.1117/12.763875.
- [4] P. Barcik, M. Novak, A. Dobesch, Z. Kolka, and O. Wilfert. Concept of a fiber-based laser beam tracking system for a free space optical link. In 2018 11th International Symposium on Communication Systems, Networks Digital Signal Processing (CSNDSP), pages 1–5, July 2018. doi:10.1109/CSNDSP.2018.8471850.
- [5] L. Hudcova and P. Barcik. Experimental measurement of beam wander in the turbulent atmospheric transmission media. In *Proceedings of 22nd International Conference Radioelektronika* 2012, pages 1–4, April 2012.
- [6] OSI Optoelectronics. Psd characteristics. [online], 11 2019. URL: <http://www.osioptoelectronics.com/application-notes/ AN-Position-Sensing-Photodiodes.pdf>.
- [7] HAMAMATSU. Two-dimensional psd s5990/s5991 series. [online], 1 2020. URL: https:// www.hamamatsu.com/resources/pdf/ssd/s5990-01_etc_kpsd1010e.pdf.
- [8] Qu, Liu, Hongzhong Deng, Shicai Xu, Zhiwei Wu, Yang jx, Lai Quan, and Cheng. Analysis and adjustment of positioning error of psd system for mobile sof-ftir. *Sensors*, 19:5081, 11 2019. doi:10.3390/s19235081.
- [9] Atmel corporation. Manchester coding basic. [online], 2015. URL: http://wwl.microchip.com/downloads/en/AppNotes/ Atmel-9164-Manchester-Coding-Basics_Application-Note.pdf.

MEASUREMENT OF ELECTRICALLY SMALL ANTENNAS

Jaroslav Zechmeister

Doctoral Degree Programme (1), FEEC BUT E-mail: xzechm02@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Jaroslav Lacik

E-mail: lacik@feec.vutbr.cz

Abstract: Measurement of electrically small antennas is a great challenge due to the influence of a test cable and surrounding environment. For the elimination of an unbalanced current on non-symmetrical feed cable, two methods can be exploited. The first one uses a quarter wave sleeve balun placed between the test cable and antenna under test for the compensation of the unbalanced current. The second one is a two-port method which measures the input impedance with suppression of the unbalanced current. Both the methods are in this contribution studied in deep and compared on the measurement of a printed dipole antenna and printed inverted F-antenna. In addition, for the antenna efficiency measurement of those antennas, a generalized Wheeler cap method is exploited.

Keywords: Electrically small antenna measurement, two-port measurement, Wheeler cap method

1 INTRODUCTION

Electrically small antennas are widely used in portable devices like mobile phones, communicators ect. Their importance has growth due to Internet of Things (IoT) which is fast-growing wireless communication technology. Billions of devices for IoT networks are expected in few years. That brings challenges pushing to antenna cost and miniaturization.

High challenge is a measurement of electrically small antennas, due to their sensitivity to surrounding environment and especially due to unbalanced currents induced on non-symmetrical measurement cables. The suppression of the unbalanced currents is very important for their precious characterization. The presence of the unbalanced currents can be confirmed by a "hand effect" or varying of the test cable length with subsequent fluctuating of the measurement results.

The compensation of the unbalanced currents can be achieved by various techniques. For example, ferrite rings located on the test cable imposes high impedance to the current. Baluns can be also used for the minimalization of the current [1]. A two-port method enables measurement of the input impedance by synthetizing the balanced mode from the measurements of S-parameters of two ports [2].

In this contribution, two methods for the measurement of the input impedance of electrically small antennas are studied and compared in deep. The first one exploits the sleeve "bazooka" balun and the second one is the two-port method. For the antenna efficiency measurement, a generalized Wheeler cap method is exploited [3].

2 MEASUREMENT METHODS

2.1 SLEEVE BALUN

The suppression of unbalanced currents can be achieved by baluns. A quarter-wave sleeve balun is an appropriate choice. The influence of the sleeve balun dimensions on the insulation of unbalanced current were investigated in [1]. The points of the interest were the outer diameter of the coaxial cable, the diameter of the balun and its length. These results were used to design a balun used in this contribution. The length of the balun (*l_BALUN*) is 76.6 mm and the diameter of the sleeve is 28 mm (Figure 1b).

A comparison of the simulated reflection coefficient responses for a simple planar dipole antenna without (Figure 1a) and with (Figure 1b) the quarter-wave sleeve balun for different lengths of the test cable is shown in Figures 1c and 1d, respectively. Obviously, the variance of the results of the reflection coefficient for the operating frequency (marked points) is reduced when the sleeve balun is placed on the test cable.

Unfortunately, the quarter-wave sleeve balun is a narrowband structure, therefore its characteristics has to be considered in the measurement.



Figure 1: Printed dipole antenna fed by coaxial line without sleeve balun a) with sleeve balun b) and corresponding reflection coefficient for different lengths of feed cable of dipole antenna without sleeve balun c) with sleeve balun d).

2.2 TWO-PORT METHOD

The two-port S-parameter method is broadband method for the input impedance measurement without the influence of the unbalanced currents [2]. Two unbalanced lines are connected to each element of the symmetrically fed antenna. In case of the non-symmetrical antennas, one line is connected to a radiation element and the second one is connected to the ground plane. This method requires the full S-parameters measurement.

In Figure 2b, an equivalent diagram of the antenna with a measurement jig is shown. Obviously, the characteristic of the jig is included in the measured S-matrix. For the compensation of the jig, the ABCD-matrix is exploited.



Figure 2: Measurement scheme for two-port method a), equivalent circuit diagram of antenna with jig b).

The measured S-matrix can be transformed to the ABCD-matrix as follows [2]

$$K' = \begin{bmatrix} \frac{(1+S_{11})(1-S_{22})+S_{12}S_{21}}{2S_{21}} & \frac{(1+S_{11})(1+S_{22})-S_{12}S_{21}}{2S_{21}} \\ \frac{(1-S_{11})(1-S_{22})-S_{12}S_{21}}{2S_{21}} & \frac{(1-S_{11})(1+S_{22})+S_{12}S_{21}}{2S_{21}} \end{bmatrix}$$
(1)

For removing of the influence of the jig, the following relation can be used

$$K = K_{j1}^{-1} K' K_{j2}^{-1}.$$
 (2)

In (2), K_{J1} and K_{J2} are ABCD-matrixes of the jig. For the compensation of the jig, the open-short-correction method was employed which uses the input impedance of the open- and short- ended lines. Then the ABCD-matrixes of the jig can be obtained found

$$K_{jn} = \sqrt{\frac{Z_{n,open}}{Z_{n,open} - Z_{n,short}}} \begin{bmatrix} 1 & Z_{n,short} \\ 1/Z_{n,open} & 1 \end{bmatrix}$$
(3)

where $Z_{n,open}$ is the input impedance of the open-ended line and $Z_{n,short}$ is the input impedance of the short-ended line, respectively.

The input impedance of the measured antenna can be written

$$Z_{in} = \frac{1}{c} (A + D - AD + BC + 1)$$
(4)

where A,B,C and D are items of the ABCD-matrix of the antenna.

2.3 WHEELER CAP METHOD

The efficiency of an antenna can be estimated by employing the Wheeler cap method [3]. The method requires measurement of the antenna for two conditions. At first, the antenna is measured in free space. Then the measurement is performed in a metallic cap which shields the radiation of the antenna. The efficiency is obtained by derivation of a series resistance model of the antenna

$$\eta = \frac{R_{rad}}{R_{rad} + R_{loss}} = \frac{\Re\{Z_{fs}\} - \Re\{Z_{wc}\}}{\Re\{Z_{fs}\}}$$
(5)

where the R_{rad} and R_{loss} are the radiation and loss resistance, Z_{fs} and Z_{wc} are the input impedance of the antenna in free space and in the Wheeler cap, respectively. Note that the method has few conditions which have to be met. The first consist in a minimal distance between the antenna and walls of the radiation shield which has to be at least:

$$d = \frac{\lambda}{2\pi} \tag{6}$$

where λ is the wavelength at the operating frequency. The second condition requires that the operating frequency of the measured antenna is lower than first resonance of the cap.

In [3], the generalized Wheeler cap method is described. The main advantage of this method lies in the elimination of the deviation at the resonance frequency of the cap. This approach is based on the representation of the antenna as a two-port network. The first port of that structure is the input port of the antenna. The second one is a transition between the antenna and free space. So, the radiation efficiency can be evaluated by the following equation [3]

$$\eta = \frac{|S_{21}|^2}{1 - |S_{11}|^2} \tag{7}$$

where S_{11} represents the reflection coefficient of the antenna and S_{21} is the transmission coefficient between the antenna input port and free space. For the term $|S_{21}|^2$, it can be written [3]

$$|S_{21}|^2 = \frac{2}{(\Delta S_{max})^2 + (\Delta S_{min})^2}$$
(8)

where ΔS_{max} and ΔS_{min} are the maximum and minimum value of ΔS described in [3]

$$\Delta S = \left| S_{11wc} - S_{11fs} \right| \tag{9}$$

where S_{11fs} and S_{11wc} are the measured input reflection coefficient of the antenna in free space and enclosed in the radiation shield, respectively. A graphical solution of the generalized Wheeler cap method is shown in Figure 7b.

3 EXPERIMENTAL RESULTS

For the testing of the described measurement methods, two antennas operating at 868 MHz, were designed. A half-wave printed dipole (Figure 3a) and a printed inverted F-antenna (PIFA) (Figure 3b). The PIFA represents an example of the antenna typically used for IoT applications.



Figure 3: Printed half-wave dipole a), printed inverted F-antenna b).

3.1 INPUT REFLECTION MEASUREMENT

The sleeve balun and the measurement jig for the two-port measurement method were realized. The sleeve balun was made from a copper pipe of the diameter 15 mm and the length 75 mm (Figure 4a). The length of the balun was determined with respect to the results presented in [1]. The jig for the two-port measurement was made from two coaxial lines equipped by SMA connectors. The outer conductors of the lines were soldered together (Figure 4b). For the comparison, a coaxial line equipped by a SMA connector soldered to the antenna input was considered as the third measurement approach.



Figure 4: Sleeve "bazooka" balun a), realized jig for two-port measurement b).

The comparison of the measured and simulated data for the printed dipole is depicted in Figure 5. Obviously, we can observe very similar responses. These results confirm that both methods can be used for the measurement of symmetrical fed antennas.


Figure 5: Comparison of measurement methods with simulated data – reflection coefficient of dipole antenna

The simulated and measured results of PIFA are depicted in Figure 6. Apparently, the differences between results are much more dramatic than for the dipole antenna. At the operating frequency (the marked points), the two-port method gives best agreement with the simulated data. The measurement with balun also gives a good result whereas the measurement with coaxial line directly soldered to the antenna input provides insufficient result.



Figure 6: Comparison of measurement methods with simulated data – reflection coefficient of printed inverted F-antenna

3.2 EFFICIENCY MEASUREMENT

The Wheeler cap was made from a metallic can of a cylindrical shape with the height of 210 mm and the diameter of 110 mm. The two-port method was used for the efficiency measurement based on the generalized Wheeler cap method.

The measured reflection coefficients for the dipole antenna in free space and enclosed in Wheeler cap are shown in Figure 7a. Note that the measured results of the reflection coefficient in the cap may cover only a fraction of the reflection circle. In this case, the reflection circle, which is crucial for valid results of efficiency, can be obtained by using an interpolation.

The PIFA was measured in three positions (Figure 7a-c). Different results were obtained for these positions (Table 1). The differences probably occurred due to the insufficient dimensions of the Wheeler cap. That was confirmed by the simulations. Two sets of simulations were made with

two different Wheeler caps. The first set with the Wheeler cap and the same dimensions as the fabricated one, the second one with the same height of the can, but the diameter was increased to 160 mm. The simulated result for the bigger Wheeler cap provides more consistent results. The obtained results are summarized in a Table 1.



Figure 7: Reflection coefficients for dipole antenna and Wheeler cap reflection circle a), graphical solution of generalized Wheeler cap method b).



Figure 8: Visualization of position of PIFA in Wheeler cap

Antenna	Directly simulated	ly simulated Extracted from simulated data 210x160mm 210x110mm		Measurement
Dipole	95.22 %	-	-	90.1 %
PIFA pos. a)	12.85 %	11.7 %	10.49 %	13.02 %
PIFA pos. b)	12.85 %	12.4 %	10.73 %	13.3%
PIFA pos c)	12.85 %	11.4 %	13.36 %	21.24%

Table 1: Comparison of measured and simulated values of antenna efficiency at 868 MHz

4 CONCLUSION

In this contribution, two methods for the measurement of electrically small antenna parameters were presented.

It was shown that the sleeve balun method can be used for the measurement of the reflection coefficient of electrically small antennas. The presented results have sufficient accuracy compared to the simulated data. There are two main disadvantages of this approach. The first one is that the balun itself as a piece of metal influences the measurement. The second one is that the balun is a narrowband structure.

The two-port method also provided sufficient results for the measurement of the reflection coefficient. The measurement jig is a tiny and can be easily soldered to the final device with all components enclosed in a casing. This method requires a full two-port measurement with postprocessing which is disadvantageous.

The generalized Wheeler cap method for the measurement of the antenna efficiency was studied. The measurement provided non-consistent results for different positions of the antenna in the cap. That was caused by using the Wheeler cap with insufficient dimensions which was confirmed by

simulation. Nevertheless, the results showed that the method is applicable for the measurement of small antennas for IoT applications.

ACKNOWLEDGEMENT

The presented research was supported by the Internal Grant Agency of Brno University of Technology project no. FEKT-S-20-6526.

REFERENCES

- [1] S. A. Saario, J. W. Lu and D. V. Thiel, "Full-wave analysis of choking characteristics of sleeve balun on coaxial cables", *Electronics Letters*, vol. 38, no. 7, pp. 304-305, 2002
- [2] T. Sasamori and T. Fukusawa, "S-Parameter Method and Its Application for Antenna Measurements", *IEICE Transactions on Communications*, vol. E97.B, no 10., pp. 2011-2021, 2014.
- [3] C. Mendes and C. Peixeiro, "Theoretical and experimental validation of a generalized wheeler cap method", *in IET Seminar Digest*, 2007, vol. 2007, no. 11961.

INTRINSIC AND EXTRINSIC PARAMETERS OF GALIUM - NITRIDE TRANSISTORS

Erik Herceg

Doctoral Degree Programme (3), FEEC BUT

E-mail: herceg@feec.vutbr.cz

Abstract: This article deals with the extrinsic and intrinsic parameters of the Galium-Nitride RF transistor. These parameters are essential in any design of large-signal analysis of RF amplifiers. Package parasitics are the biggest problem of integrated circuits (ICs), especially at high frequencies. Each IC package gives unwanted parasitics to the primary function of the IC. The analysis of these package parasitics can be performed by the transistor manufacturer, which provides a non-linear model of the transistor, where parasitics elements are separated from the transistor. With these separated package parasitics, the highest efficiency, power output, and accurate harmonic termination can be achieved. The main purpose of this article is to describe these problems.

Keywords: GaN Transistor, Waveforms, Extrinsic, Intrinsic, Load-Pull, Source-Pull, Radio-Frequency, Transistor Parasitics

1 INTRODUCTION

Wireless and RF technology is closely connected to our everyday lives, so the development of wireless technologies is important. Every gateway, transceiver, jammer, radars, and most of the wireless electronic devices have their RF power amplifier. Nowadays, achieving of high efficiency belongs between priorities. The most used amplifiers classes for telecommunications are class-A and class-AB. These amplifiers are inefficient but have the best distortion results. These amplifiers are usually operating under the P1dB region to avoid higher harmonics. Other high-efficiency amplifiers are overdriven to saturation region because higher harmonics are used to shape the waveforms, and with the help of these harmonics, the efficiency increase. On the other hand, the harmonics are higher, and distortion reaches really high levels. This can be minimized by the use of Digital PreDistorters (DPD), but they consume a lot of energy when applied to the final device. The DPD technique is useful when applied to high-power RF amplifiers, where the power consumption of FPGA is neglectable.

With the expansion of GaN transistors and the accuracy of non-linear models, the development of high-efficiency amplifiers become more effective and more accessible. For high-efficiency amplifier design, the non-linear model is necessary. Without this model and separate parasitics elements of the package, the amplifier with the required parameters would be really difficult to design. For S-parameters, efficiency can not be affected. Amplifiers such as class-E, class-F, and for example, class-J are important to design, with this non-linear model, because the waveform engineering, can not be applied. Waveform engineering is a process where the designer compares the shape of the intrinsic waveforms. The correct function of the defined class can be determined from these current and voltage waveforms. Every class of amplifier has its defined ideal waveforms, and with the proper output impedance matching, these intrinsic waveforms can be verified. Not only waveforms but also the IV curves and the load-line must be simulated inside the package. The difference between intrinsic and extrinsic parameters is fundamental in the design of high efficiency and high power amplifiers.

Problems of parasitic transistor elements is a well-known thing. In radio-frequency, the separated parasitics from the core of the transistor is the issue of last years. These parameters are usually provided by the manufacturer, but there is also a way how these parasitics can be extracted [1]. Extracting these parameters is time-consuming, but it is certain that there is a way to find out. However, the only problem is the need for advanced Y or X parameters. One of the biggest issues is a walkaway of a knee voltage. This is the specific parameter of GaN transistors, and this should be taken into

account [2]. The thermal profile of GaN was presented in [3] and its influence to drain current and was compared on-die transistor. Different types of heatsink materials and heat conductors were measured. The behaviour of this issue with GaN rises with the temperature and working time of the GaN. An example of waveform engineering and its problems was presented in [4].

2 INTRINSIC AND EXTRINSIC I-V CURVES

The first measurement, where intrinsic and extrinsic parameters must be separated, is the I-V curves and its load-line. In ideal measurements, the load-line is the line between two points, in which the first point is addressed by knee voltage and the maximum drain current, and the second is defined by the user. The second point is always defined at zero drain current, but the drain voltage can be set at different spots – breakdown or usually the maximum drain voltage.



Figure 1: Simulation set-up for I-V curve simulations.

Figure 1 shows the simulation set-up of the load-line. Impedance tuners are connected to the input and output, where the source and load impedance can be set. These values are measured in source and load-pull simulations. From the shape of the load-line, the correct impedances can be set. In the figure, the non-linear device is connected between two tuners. In this situation, the optimum V_{DS} was 28 V, and the bias point set by quiescent drain current was 2 mA, at a gate voltage of approximately -3.38 V. As quiescent point, the quiescent point of class-B was chosen, where the conduction angle was at 180°, what is a fundamental condition for this class of operation.



Figure 2: The comparison of intrinsic (left) and extrinsic (right) I-V curves (blue) and its load-line (red) for the class-B amplifier.

Figure 2 shows the difference between extrinsic and intrinsic I-V curves of the transistor. The left picture shows intrinsic I-V curves for 27 dBm at the input of 18W T2G6001528 GaN transistor from Qorvo. Marker m1 shows the knee voltage of the I-V curve; marker m2 specifies the break-down

voltage of the transistor. Other markers show the basic classes of the amplifier. Both pictures show the unoptimized load and source impedance, so the lines are not ideal. The main difference is the negative swing of extrinsic load-line due to the effects of the parasitic of the package, which can also be observed on the voltage and current waveforms.

The basic calculations of the load-line can be calculated with classical DC calculations. The optimum load resistance [5]:

$$R_{L_{OPT}} = \frac{2 x V_{OPT}}{I_{MAX}} [\Omega]$$
(1)

, where R_{L_OPT} is optimum load resistance, V_{OPT} is optimum voltage – drain voltage of quiescent point, and I_{MAX} is maximum drain current. The value of the optimal resistance can also be calculated with the help of the desired output power [5]:

$$R_{L_{OPT}} = \frac{1}{2} \left(\frac{V_R}{V_{CC}} \right)^2 \frac{V_{OPT}^2}{P_{OUT}} \left[\Omega \right]$$
⁽²⁾

, where V_R is the value of voltage amplitude across the load resistance, and P_{OUT} is the required value of RF output power, and V_{CC} is optimum drain voltage.

3 LOAD PULL SIMULATIONS

As indicated above, load-pull curves also have a significant influence, when simulating intrinsic or extrinsic curves. The principle of load-pull is to iteratively change source and load impedance at the input, respectively, at the output of the transistor. While changing the impedances, the curves are changing its positions on the Smith Chart, and the correct result is, when the output power, PAE or other simulated parameter achieves similar values. With stabilization circuits, the position of the final curves is changing, so it's better to do it after the stabilization of the amplifier.



Figure 3: The comparison of intrinsic (left) and extrinsic (right) load-pull simulations. The red curves represent PAE and blue the output power P_{OUT}.

Again as in the first example with I-V curves, the load-pull measurements are also different from the change of impedance measurement points. Load – Pull simulations are shown in Figure 3. For comparison of actual achieved values, the intrinsic maximum power-added efficiency (PAE) achieved 76 %, and the maximum PAE achieved this value at load impedance equaled to $42.5 + j*0.12 \Omega$,

instead of the extrinsic maximum PAE was at $14 + j*11 \Omega$ and was about 70 %. The simulated frequency was 1800 MHz at Rogers 4035b.



Figure 4: The comparison of intrinsic (left) and extrinsic (right) waveforms simulations. Drain I_D waveforms are represented by red color, drain voltage by blue.

The last comparison is devoted to intrinsic and extrinsic waveforms. Figure 4 shows the main difference. While in the left graph, the obvious class-F amplifier waveforms can be spotted, in the right picture is distorted with parasitics of the package. The class-F waveforms are shaped, by reflected higher, mostly third harmonic, which is terminated to high impedance. The reflected wave has to be set-up correctly to achieve an increase of the PAE. For the waveform engineering processes, the many iterations of choosing, the right impedance for fundamental, second, and third harmonic. Without the intrinsic waveforms, where the bond wires and other parasitics elements are excluded, the amplifier design could not be correctly finished. Knowledge of ideal waveforms of all high-efficiency classes and behavior of the transistor can be applied to the correct function of the amplifier.

All package parasitics can be described with reactance and resistive components. Every part of the transistor has its package parasitics. At the input, the transistors parasitics are the parallel package capacitance C_{PG} , series gate inductance L_G and series gate resistance R_G . The source also has its series R_S and L_S parasitics. The drain has the same as the gate (C_{PD} , L_D , and R_D), but the values are different due to the width of the gate at the wafer level.

4 CONCLUSION

This article brought a basic comparison between extrinsic and intrinsic parameters of transistor. The impact of parasitics on fundamental parameters of the transistor was presented. Fundamentals of waveform engineering were also presented. Basic and main simulations, where these parasitics have the most significant influence on functionality, were simulated and described. Between these simulations, all non-linear simulation can be covered as are: harmonic balance, load-line, load, and source pull simulations. Without the intrinsic parameters, this novel design process could not be applied to RF power amplifiers design.

ACKNOWLEDGMENT

The presented research was supported by the Internal Grant Agency of Brno University of Technology project no. FEKT-S-20-6526.

REFERENCES

- [1] Reynoso-Hernandez, J. A., Jaqueline Estrada-Mendoza, M.C. Maya-Sanchez, M. A. Pulido-Gaytan, J. R. Loo-Yau, J. E. Zuniga-Juarez a Juan Luis Del Valle-Padilla.: A new method for extracting Ri and Rgd of the intrinsic transistor model of GaN HEMT based on extrema points of intrinsic Y-parameters. 2015 IEEE MTT-S International Microwave Symposium. IEEE, 2015, p. 1-3, ISBN 978-1-4799-8275-2
- [2] Alim, Mohammad A., Ali A Rezazadeh, Norshakila Haris a Christophe Gaquiere.: Anomaly and intrinsic capacitance behaviour over temperature of AlGaN/GaN/SiC and AlGaAs/GaAs HEMTs for microwave application. 2016 11th European Microwave Integrated Circuits Conference (EuMIC), 2016, p.149-152, ISBN 978-2-87487-044-6
- [3] Yazawa Kazuaki, Dustin Kendig, Justin Reiter a Ali Shakouri.: Intrinsic transient thermal response of GaN HEMT. IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS), 2016, p 1 – 3, ISBN 978-1-5090-0698-4
- [4] Mashad Nemati, Hossein, Alan L. Clarke, Steve C. Cripps, Johannes Benedikt, Paul J. Tasker, Christian Fager, Jan Grahn a Herbert Zirath.: Evaluation of a GaN HEMT transistor for loadand supply-modulation applications using intrinsic waveform measurements. IEEE MTT-S International Microwave Symposium, 2010, p. 509-512, ISBN 978-1-4244-6056-4
- [5] Cripps, Steve C.: RF power amplifiers for wireless communications. 2nd ed. Boston: Artech House, 2006, ISBN 1596930187

Doktorské projekty

Biomedicínské inženýrství a bioinformatika, Zpracování signálů, obrazu a dat

HOMOLOGSEARCH: R PACKAGE FOR IDENTIFYING HOMOLOGOUS SEQUENCES BETWEEN MODEL AND NON-MODEL ORGANISMS

Jana Musilová

Doctoral Degree Programme (1), FEEC BUT E-mail: musilovajana@feec.vutbr.cz

Supervised by: Karel Sedlář

E-mail: sedlar@feec.vutbr.cz

Abstract: In this paper, I present the R package HomologSearch. The package serves for searching similarities between two sequences (protein or nucleotide) in a fasta format. The evaluation is computed using the BLAST algorithm and output is a table of homologous locus tags and genes (if available). The HomologSearch is available in the GitHub repository under the name 'Jana-Mus/HomologSearch' and can be installed as a library into the R language.

Keywords: R package, sequence similarity, sequence homology

1 INTRODUCTION

With the increasing amount of sequencing data in recent years [1], it has been possible to analyze large amounts of genomic information, including genes and genomes of non-model organisms. However, functional description of the non-model organisms is still missing. In contrast, model organisms have been extensively studied, so there is a plethora of available information. By finding homologous sequences between model and non-model organisms, we can benefit from the available data of functional description and thus shift the knowledge of the non-model organisms.

Sequence similarity searching is usually the first and most informative analysis of new sequencing data [2]. Therefore, many approaches and tools have been developed to find similar and homologous sequences. The most commonly used algorithm is the Basic Local Alignment Search Tool (BLAST) [3]. The original algorithm is a web-based tool that compares an input sequence with one of the eight databases, such as PDB or RefSeq.

The BLAST+ [4] is a BLAST extension that enables to run the algorithm from a command-line. This can be advantageous for high volume searches, for users without possibility to use the web site, or for the data not stored in a public database.

rBLAST - Interface for BLAST search [5] is the R package created to run BLAST+ in the R language. It enables to create a local database from a protein or nucleotide sequences stored in a fasta format. Subsequently, it is possible to compute the degree of similarity between the created local database and the selected sequence - protein or nucleotide fasta file.

2 METHODS

To find homologs between model and non-model organisms, I proposed the HomologSearch. The package computes similarity between two sequences in a first step and subsequently selects enough similar parts to select them as homologs. Finally, it extracts names of homologous locus tags and genes and stores them into the output table.

2.1 SIMILARITY COMPUTATION

The first step of the HomologSearch is a computation of a similarity between two sequences. Depending on whether the input sequences are nucleotides or proteins, a local database (nucleotide or protein) is created from a fasta format file containing the model organism sequence.

Subsequently, the BLAST query is specified. An input file labelled as a non-model organism is compared with the local database. Sequences similarities between model and non-model organisms are computed and a table is created. The table contains information as names of compared pairs, percent identity, alignment length, E-value, Bit-score etc.

2.2 HOMOLOGS SELECTION

The next step is the selection of sequence pairs that meet the criteria of the greatest similarities. These pairs are referred to as homologous pairs. The criterion takes into account the percent identity, which indicates how much similar compared sequences are or in another words, how many characters are identical. The next criterion is the E-value - the number of expected hits of similar score that can be found by chance. The last parameter is the Bit score, which indicates the probability level for sequence comparisons that is independent of the size of the search.

The algorithm selects the pairs that they have the percentage identity higher than 50 percent, the bits value higher than 50, and the Expect value less than 10^{-3} for proteins and 10^{-10} for nucleotides [2]. It then extracts the names of the locus tags and genes from the sequence pairs that meet the conditions. These names are stored in the output table, which is also the output of the whole algorithm.

3 PACKAGE

The HomologSearch is the package proposed for identic genes from model and non-model organisms searching. It is stored in the GitHub under the name 'JanaMus/HomologSearch' (available from https://github.com/JanaMus/HomologSearch).

Therefore the HomologSearch is the R Package, for its using is necessary to have installed the R tool (available from https://www.r-project.org/). In addition, the BLAST+ is required (freely down-loadable from NCBI/BLAST+ or from the NCBI website), along with the R path set to its folder.

3.1 INSTALLATION

HomologSearch installation is preceded by a requirement to have three packages downloaded. The first is the devtools [6], which is used to access the GitHub repository. The second package is the Biostrings [7], which is designed to work with sequencing data. The last package is the rBLAST [5]. The installation of described packages takes place directly in the R environment (or in a frontend such as RStudio) and separate steps are described in detail below.

```
install.packages("devtools")
library(devtools)
if (!requireNamespace("BiocManager", quietly = TRUE))
        install.packages("BiocManager")
BiocManager::install("Biostrings")
library(Biostrings)
install_github("mhahsler/rBLAST")
library(rBLAST)
```

After successfully downloading the required tools and packages, it is possible to proceed to the HomologSearch installation itself. The installation consists of two commands (below) and allows the downloading and installation directly from the GitHub repository.

install_github("JanaMus/HomologSearch")

library(HomologSearch)

3.2 USAGE

To launch the package three inputs in a string format are required. The first one is the sequence of the model organism, which will be used to create the local database, labelled as 'model_organism'. Second input is the sequence of the non-model organism and will be used for the comparison with the local database labelled as 'nonmodel_organism' Both sequences must be uploaded in the fasta format. The last one is one of two values according to the type of uploaded sequences: nucleotide or protein. This input is labelled as 'fasta_type'.

Below are described steps of using the HomologSearch. Example sequences were downloaded from the NCBI GenBank database. The model organism is the *Escherichia coli* ATCC 8739, available from https://www.ncbi.nlm.nih.gov/nuccore/CP000946.1. The selected non-model organism is the *Clostridium beijerinckii* NRRL B-598 (https://www.ncbi.nlm.nih.gov/nuccore/CP011966.3). Sequences were downloaded as follows: Send to: Coding Sequences, Format: FASTA protein and stored into the same folder as the BLAST+ files.

Directions:

1. Set the path to the folder that contains BLAST + and both sequences.

setwd("docs/Rpackages/HomologSearch/BLAST+sequences")

2. Load the library.

library(HomologSearch)

3. Run the HomologSearch(model_organism, nonmodel_organism, fasta_type)

HomologSearch(`model_organism.fasta', `nonmodel_organism.fasta', `protein')

4. The output file containing names of homologous locus tags or genes is stored in the folder with set path in the first step under the name homologs.csv

3.3 TESTING

I tested the package functionality on four separate queries. I selected at all four organisms – bacteria, two well studied model organisms and two non-model organisms studied at the BUT, Department of Biomedical Engineering (UBMI).

As the first model organisms, I selected the most studied organism *Escherichia coli*, strain ATCC 8739. The second model organism is the *Bacillus subtilis*, strain 168.

As the non-model organisms, I selected the *Clostridium beijerinckii* NRRL B-598 and *Schlegelella thermodepolymerans* DSM 15344. The first bacterium is studied at the UBMI for its ability to produce solvents such as acetone, butanol, and ethanol – possible biofuels in a large scale. The second non-model organism is the *Schlegelella thermodepolymerans* DSM 15344 (whole sequence is available from the NCBI GenBank database under the accession number QQAP00000000; https://www.ncbi.nlm.nih.gov/nuccore/1440911318). It is a thermophilic gram-negative bacterium isolated at the BUT, Faculty of Chemistry (FCH) for its ability to degrade some resistant biopolymers. At the UBMI, we cooperate with the FCH on the study of the bacterium for its possibility to produce polyhydroxyalkanoates – degradable plastics.

By comparing described model and non-model organisms I obtained the homologous locus tags and genes. Results as the number of homologous locus tags and genes and their names are shown in the table below. The first two columns show compared sequences. The third column shows the number of homologous sequences. There are about 150 highly conserved genes across all the genomes [8], the closer the bacteria genus or species are, the higher number of homologous genes is [9]. This is reflected in the results in the table below – related bacteria such as *E. coli* with *S. thermodepolymerans* and *B. subtilis* with *C. beijerinckii* have more than 500 homologous genes, less related pairs have less homologs.

In addition to evaluating the functionality using the number of found homologs, I also calculated the number of genes that have the same name for the found homologs. Since not all compared sequences contain gene names, this analysis could only be performed in pair *B. subtilis* and *C. beijerinckii*. The resulting number of identical gene names is 67%, which is a satisfactory value since some genes have not exactly the same name and therefore have not been evaluated as identical but different.

Model organism	Non-model organism	No. homologs	Homologous genes
E. coli ATCC 8739	C. beijerinckii NRRL B-598	251	gyrB, addA, sigA
<i>E. coli</i> ATCC 8739	S. thermodepolymerans DSM 15344	558	dnaA, gyrB, metG
B. subtilis str. 168	C. beijerinckii NRRL B-598	577	dnaA, gyrA, SpoIIID
B. subtilis str. 168	S. thermodepolymerans DSM 15344	172	gyrB, hisD, rpsM

Table 1: Evaluation of the HomologSearch functionality by searching homologs in two model and two non-model organisms.

4 CONCLUSIONS

I created the HomologSearch – R package for searching similarities and homologs between two sequences. The package is available in the GitHub repository under the name 'Jana-Mus/HomologSearch' and can be installed as a library into the R language.

The package requires three input information: names of two compared sequences stored in a fasta format files and the information of the fasta type (protein or nucleotide). Once the input inforas entered. or the HomologSearch function is started mation is HomologSearch('model organism.fasta', non-model organism.fasta', 'fasta type'), the evaluation begins. The comparison of similarities is computed using the BLAST algorithm. The homologs selection is subsequently based on selection of pairs meeting the specific criteria. The output of the function is a table of homologous locus tags and genes (if available).

To verify the function of the HomologSearch package, I computed at all four queries containing comparison of two model with two non-model organisms. Results as the number of homologous locus tags or genes are shown in the table in the section 3.3 Testing and corresponds to biological values.

ACKNOWLEDGEMENT

This work has been supported by grant project FCH/FEKT-J-20-6399 and by "Brno Ph.D. Talent Scholarship Holder – Funded by the Brno City Municipality".

REFERENCES

- [1] Stephens ZD, Lee SY, Faghri F, Campbell RH, Zhai C, et al. Big Data: Astronomical or Genomical? *PLOS Biology*, 2015, 13(7): e1002195. DOI: 10.1371/journal.pbio.1002195.
- [2] Pearson WR. An introduction to sequence similarity ("homology") searching. *Curr Protoc Bioinformatics*, 2013, Chapter 3: Unit 3.1. DOI: 10.1002/0471250953.bi0301s42.
- [3] Zhang Z., Schwartz S., Wagner L., Miller W. A greedy algorithm for aligning DNA sequences. J Comput Biol, 2000; 7(1-2): 203-14. DOI: http://doi.org/10.1089/10665270050081478
- [4] Camacho Ch., Coulouris G., Avagyan V., MA N., Papadopoulos J., Bealer K., Madden T. BLAST+: architecture and applications. *BMC Bioinformatics*, 2009, 10(1). DOI: 10.1186/1471-2105-10-421.
- [5] Hahsler M. rBLAST Interface for BLAST search. *R package*. Available from: https://github.com/mhahsler/rBLAST
- [6] Wickham H., Hester J., Chang W. devtools: Tools to Make Developing R Packages Easier. *R* package, 2020, version 2.2.2. Available from: https://CRAN.R-project.org/package=devtools
- [7] Pages H., Aboyoun P., Gentleman R., DebRoy S. Biostrings: Efficient manipulation of biological strings. *R package*, 2019, version 2.54.0. Available from: https://bioconductor.org/packages/release/bioc/html/Biostrings.html
- [8] Martin MJ, Herrero J, Mateos A, Dopazo J. Comparing bacterial genomes through conservation profiles. *Genome Res.* 2003, 13(5):991–998. DOI:10.1101/gr.678303
- [9] Bernard J., Caumette P., Lebaron P., Matheron R., Normand P., Sime-Ngando T. Environmental Microbiology: Fundamentals and Applications: Microbial Ecology. Springer, 2015. ISBN 9789401791182. Chapter 4.1: 75-87.

MULTICLASS SEGMENTATION OF 3D MEDICAL DATA WITH DEEP LEARNING

Tomas Slunsky

Doctoral Degree Programme (1), FEEC BUT E-mail: xsluns01@stud.feec.vutbr.cz

> Supervised by: Jiri Prinosil E-mail: prinosil@feec.vutbr.cz

Abstract: This paper deals with multiclass image segmentation using convolutional neural networks. The theoretical part of paper focuses on image segmentation. There are basics principles of neural networks and image segmentation with more types of approaches. In practical part the Unet architecture is choosen and is described for image segmentation more. U-net was applied for medicine dataset which consist from 3D MRI of human brain. There is processing procedure which is more described for image proccessing of three-dimmensional data. There are also methods for data preprocessing which were applied for image multiclass segmentation. Final part of paper evaluates results which were achieved with choosen method.

Keywords: deep learning, convolutional neural network, multi-class image segmentation

1 INTRODUCTION

Neural networks are built on basics that faithfully take patterns from nature and apply them in computer science. This procedure have shown that design based on neural networks can solve some problems much more effectively. They are bringing better results than another segmentation methods because of learning - they are able to respond to unknown inputs which they have not been trained for so far. In other words, neural networks are models of biological structures which we already know from today living organisms and we can use these models for image processing [2][3].

Nowadays, convolutional neural networks are one of the best instruments in image segmentation task. One of the main reasons is high precision why are so important.

Segmentation is a task when common image areas are labeled with the same class. The way how labeling is done is the common areas have similar properties - for instance a similar color, shape and so on. All these features create common areas, which are segmented and have a certain meaning for the whole image from which they were segmented.



Figure 1: Visualization of multi-class image segmentation of human brain.

Multi-class image segmentation is a task where there are more then one area with common features. In other words, multiple classes are segmented with convolutional neural network. That is the main difference from the commonly used segmentation methods made by neural networks.

Visualization of multi-class segmentation is shown in the figure 1. Various parts of the brain are labeled with a different label. For demonstration purposes, all labels are colored for better orientation in segmentation in the right picture. The picture on the right is also an example of a reference manual segmentation. Convolutional neural network will learn and adjust its outputs by comparing results with annotated data.

One of the biggest problems is a dataset quality. There are many attributes which can influence quality. Size of dataset is one of the mos important attributes. The situation when dataset is too small cause the convolutional neural network can not achieve great results in most cases. Another quality attribute can be a noise and it can be solved by dataset preprocessing. Also commonly used methods for higher quality of dataset is data augmentation too.

2 DATASET

Dataset consist from 30 fully annotated multi-sequence 3D MRI scans of human brains. 3D MRI images were acquired on a 3T scanner at the UMC Utrecht. For this purposes are available these types of scans - T1-weighted, T1-weighted IR and T2-FLAIR. The distortion field was corrected using the N4ITK algorithm[1]. The dataset is part of the MRBrainS18 challenge.

All scans have a voxel size of 0.958mm x 0.958mm x 3.0mm and all are aligned. Each 3D scan has 48 images with size of 240x240px.

Training data will be accompanied with a file containing the manual reference standard, containing the following 11 labels.[1] The training data consists of 7 subjects.

Class	Description
0	background
1	cortical gray matter
2	basal ganglia
3	white matter
4	lesions of white matter
5	cerebrospinal fluid (CSF)
6	ventricles
7	cerebellum
8	brain stem
9	infarction
10	other

Table 1: Table of classes

The objective of the challenge is automatic segmentation into classes 1 - 8 (classes are shown in table 2), the remaining ones will be excluded from the evaluation, they will not influence the resulting accuracy in any way. Label (class) 0 or background will not be considered as a separate object [1].

3 METHODOLOGY

There are two approaches for multi-class segmentation which were chosen for training convolutional neural network.

The first option is that the input model size will match the size of the whole 3D MRI scan, big advantage of this method is that, data preprocessing is not needed and data preparing is easier. Model will be set to be able to distinguish 10 different classes.

The second approach will be more different from the first one. The data will be preprocessed for smaller model. It means that 3D scan is fragmented into smaller patches.

One scan will not be processed by the network in a single step as is described in the method above. When dimensions of the 3D scan are reduced by fragmenting into smaller parts, there are large number of smaller fragments which is very beneficial in situation, when there is data lack. The number of processing steps per one 3D scan will be equal to the number of 3D fragments which were created from the original one. Patches have 50% overlap for increase dataset.

Splitting larger three-dimensional images into fragments brings a number of benefits such as greater heuristic flexibility or a variety of options while training. Also when a large dataset is processing, there is often a memory problem because trained object is too big to load it into. Such solution has greater impact on memory size of the graphics card and that is undesirable.



Figure 2: Visualization of fragments and overlap

In multiclass image segmentation is supervised network used. The model of the neural network was built on U-Net architecture. U-Net model architecture can achieve good results on a smaller dataset and has less memory consumption. U-Net also has good result with training from randomly initialized weights [4][5].

4 RESULTS

Results evaluation of the this paper follows metrics that were also used to evaluate the results of the challenge. To determine accuracy between the segmented object and the reference one is used dice-coefficient method, hausdorf distance and image similarity. Resulting coefficient is measured for each segmented class, so that the accuracy of each class is clear.

As outlined above, two methods for multi-class segmentation have been used. These two methods are different in the way how they access to data for training neural network.



Figure 3: From the left to right - following graph demonstrate training with whole 3D scans. The acc and loss metrics show accuracy of training set, val_acc and val_loss show accuracy of validation set. Second graph demonstrate training with fragments - training of one 3D scan has more steps because of fragmenting and overlap.

Results of training are demonstrated in table 2 and 3 below. Table row indicates metrics and column indicates current segmented class. **DSC** = dice coefficient, higher value is better in range 0-1. **H** = hausdorf distance[6], lower value is better. **VS** = volumetric similarity, similar to DSC, higher value is better.

#	CGM	BG	WM	WML	CFS	V	C	BS
DSC	0.15	0.00	0.35	0.00	0.05	0.09	0.11	0
Н	13.85	61.00	9.50	30.44	78.03	50.68	58.73	_
VS	0.44	0.65	0.91	0.92	0.16	0.33	0.55	0

Table 2: Results of whole scan training.

#	CGM	BG	WM	WML	CFS	V	C	BS
DSC	0.54	0.24	0.62	0.17	0.67	0.79	0.86	0.87
Η	2.24	4.69	4.69	16.12	3.16	7.00	4.00	3.74
VS	0.90	0.67	0.95	0.24	0.96	0.90	0.96	0.93

Table 3: Results of fragment training.

From the result of training both methods can be concluded that the accuracy of classes is directly dependent on the percentage of that class in the brain. So if the class has a higher representation in the brain (in meaning that class represents bigger part of brain), it is a good assumption for more successful prediction in multiclass image segmentation.

According to the results of tab.2, some classes have significantly low accuracy. Some of the classes were failed to segment in case of the first method (whole scan training). Every segmentation failure is demonstrated with a zero result or no value (-).

In the opposite of first method is the second one. The tab. 3 demonstrates that all classes were successfully segmented. From the results above it can be concluded the second method was more successful in multi-class segmentation.



Figure 4: Visualization of resulting 3D image segmentation. Image demonstrates final segmentation of three classes. Every class is marked another color. Red color shows class V (ventricles), orange color demonstrate C (cerebellum) and yellow class is BS (brain stem)

5 CONCLUSION

The result of this work is 3D segmentation of medical data into multiple classes. The neural network model follows the U-net architecture which was modified to implement multi-class image segmentation. Main contribution of this work is 3D segmentation into more classes. This paper offers two possible approaches to multi-class segmentation and demonstrate comparison between each other. Fragment method was more successful in image segmentation and all classes were successfully segmented.

REFERENCES

- [2] PhD. doc. RNDr. PaedDr. Eva Volná. Neuronové síte. Ostravská univerzita v Ostrave, Ostrava, 1 edition, 2013.
- [3] CSc. prof. Ing. Ivo Vondrák. *Umelá inteligence a neuronové síte*. Vysoká skola bánská Technická univerzita, Ostrava, 1 edition, 1998
- [4] O. Ronneberger, P.Fischer, and T. Brox. U-net: Convolutional networks for biomedical image segmentation. In Medical Image Computing and ComputerAssisted Intervention (MIC-CAI), volume 9351 of LNCS, pages 234?241. Springer, 2015. (available on arXiv:1505.04597 [cs.CV]). URL: http://lmb.informatik.uni-freiburg.de/Publications/ 2015/RFB15a>.
- [5] LISA lab. U-net. [online], 1 2015. URL: <http://deeplearning.net/tutorial/ unet.html>.
- [6] Normand Grégoire and Mikael Bouillot, McGill University, Montreal, Quebec, CANADA. Hausdorff distance between convex polygons. [online], 9 1998. URL: http://cgm.cs.mcgill.ca/~godfried/teaching/cg-projects/98/normand/main.html>.

COMPARISON OF PROMISING TDOA GEOLOCATION ALGORITHMS FOR LOW-POWER WIDE-AREA NETWORK

Jan Pospíšil

Doctoral Degree Programme (1), FEEC BUT E-mail: xpospi90@vutbr.cz

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

Abstract: The paper deals with the comparison of promising end-device geolocation algorithms in a multipath propagation environment using the Time-Difference of Arrival (TDoA) information, that is incoming signal propagation delays from the end-device to the gateways. Comparison by simulation with added noise to outline the real conditions for a variety of selected computational algorithms. Namely comparison of the sensitivity of the algorithms to noise, the influence of the gateway count on the positioning error and calculation time requirements have been done.

Keywords: TDoA, Fang, Chan, Spherical Interpolation, Least Square, Foy

1 INTRODUCTION

End-devices positioning still holds a lot of attention, given the emerging new technologies for the Internet of Things (IoT), especially using the Low-Power Wide-Area Network (LPWAN). The end-device positioning system may use different techniques such as signal Time-Difference of signal Arrival (TDoA), Time of Arrival (ToA), Angle of Arrival (AoA) or the Received Signal Strength (RSS) [1]. The end-device communicates through a wireless network. Gateways (GWs) receive the signal and the position estimation is computed according to the selected technique given by the observed signal parameter. However, the most promising technique within the IoT is TDoA, which is particularly suitable for applications requiring low-cost battery-powered end-devices. There are several algorithms for position estimation of the end-device by TDoA, the most known ones have been chosen for comparison: Chan's [2], Fang's [3], LS [4], SI [5] and Foy's [6].

2 POSITION LOCATION ALGORITHM

When all TDoAs are referenced to a first GW, which is considered a base GW, the distance between the *i*-th GW and the end-device is computed as:

$$R_i = \sqrt{(X_i - x)^2 + (Y_i - y)^2} = \sqrt{X_i^2 + Y_i^2 - 2X_i x - 2Y_i y + x^2 + y^2},$$
(1)

where, (X_i, Y_i) are coordinates of *i*-th GW and (x, y) are coordinates of sought end-device. The difference in the range between the *i*-th GW relative to the first incoming base GW is:

$$R_{i,1} = \Delta \tau_i \cdot c = R_i - R_1, \tag{2}$$

where *c* is the speed of light, R_i is range distance between *i*-th GW and end-device, R_1 is range distance between the first GW and the end-device, $\Delta \tau_i$ is measured TDoA between *i*-th GW and the first GW.

2.1 CHAN'S ALGORITHM

For three GWs, two TDoA hyperbolas are created, the solution is then in the form [2]:

$$\begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix} = -\begin{bmatrix} X_{2,1} & Y_{2,1} \\ X_{3,1} & Y_{3,1} \end{bmatrix}^{-1} \times \left\{ \begin{bmatrix} R_{2,1} \\ R_{3,1} \end{bmatrix} R_1 + \frac{1}{2} \begin{bmatrix} R_{2,1}^2 - K_2 + K_1 \\ R_{3,1}^2 - K_3 + K_1 \end{bmatrix} \right\},$$
(3)

where $aR_1^2 + bR_1 + c = 0$, $K_1 = X_1^2 + Y_1^2$, $K_2 = X_2^2 + Y_2^2$, $K_3 = X_3^2 + Y_3^2$. Variables X and Y are known positions of GWs. Subsequently $X_{i,1}$ and $Y_{i,1}$, gives the difference distance of coordinates between GW_i and GW_1 , $R_{i,1}$ stands for time difference of arrival between GW_i and GW_1 . Inserting (3) into (1) with i = 1 is producing a quadratic equation $aR_1^2 + bR_1^2 + c = 0$. Substitution of the positive root back into (3) produces the solution.

2.2 FANG'S ALGORITHM

Fang algorithm can be used only for three GWs, it uses a coordinate system, where GW_1 lies in the origin of coordinates, GW_2 lies on the x-axis and GW_3 lies somewhere in the first quadrant. The solution of end-device y coordinate can be calculated as follows [3]:

$$y = g * x + h, \tag{4}$$

where

$$g = \{R_{3,1} - (X_2/R_{2,1}) - X_3/Y_3\},$$
(5)

$$h = \{X_3^2 + Y_3^2 - R_{3,1}^2 + R_{3,1} * R_{2,1}(1 - (X_2/R_{2,1})^2)\}.$$
(6)

Using the following quadratic equation the sought *x* coordinate can be found:

$$d * x^2 + e * x + f = 0, (7)$$

where

$$d = -\{(1 - (X_2/R_{2,1})^2) + g\},\tag{8}$$

$$e = X_2 * \{ (1 - (X_2/R_{2,1})^2) \} - 2g * h,$$
(9)

$$f = -(R_{2,1}^2/4) * \{(1 - (X_2/R_{2,1})^2)\}^2 - h^2.$$
(10)

The correct x root is selected by the condition if $R_{2,1} < 0$, the x_1 is used, otherwise x_2 should be selected.

2.3 LEAST-SQUARE ALGORITHM

Equation set (1) is nonlinear and needs to be linearized before the Least-Square (LS) method can be used to give the estimate. The final result can be found in $z_c = [x, y, r]^T$. The covariance matrix is here used as Q. This algorithm has been taken from [4]. In some scenarios the LS algorithm may be combined with iterative algorithms, where LS finds its usage to give the initial estimate of end-device:

$$h = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} R_{2,1}^2 - (K_2 - K_1) \\ R_{3,1}^2 - (K_3 - K_1) \\ \vdots \\ R_{N,1}^2 - (K_N - K_1) \end{bmatrix}, \quad G = - \begin{bmatrix} X_{2,1} & Y_{2,1} & R_{2,1} \\ X_{3,1} & Y_{3,1} & R_{3,1} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ X_{N,1} & Y_{N,1} & R_{N,1} \end{bmatrix},$$
(11)

$$h = Gz_c + \varepsilon_c, \ z_c = (G^T Q^{-1} G)^{-1} G^T Q^{-1} h.$$
(12)

2.4 SPHERICAL-INTERPOLATION ALGORITHM

Spherical-Interpolation (SI) is a closed-form least-squares approximate maximum likelihood method. The location estimates are approximate minimizers of a weighted equation error norm [5]:

_

$$S \triangleq \begin{bmatrix} x_2 & y_2 & z_2 \\ x_3 & y_3 & z_3 \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ x_N & y_N & z_N \end{bmatrix}, \ P_d^{\perp} \triangleq I - d \ d^T / (d^T \ d),$$
(13)

$$d = \begin{bmatrix} R_{2,1} & R_{3,1} & \dots & R_{N,1}\delta \end{bmatrix}^T, \ Za = \frac{1}{2} (S^T P_d^{\perp} W P_d S)^{-1} S^T P_d^{\perp} W P_d^{\perp}, \tag{14}$$

where W, I are the weighing matrices. The resulting end-device coordinates can be the found in Za.

2.5 FOY'S ALGORITHM

This approach uses the Taylor series and Taylor polynomials of the order of less than two (linear approximation, the point is replaced by tangent). The algorithm starts with an initial position estimate (x_0, y_0) , which is then improved by an iterative process. In each step, a local LS solution is found and then the deviation is calculated, which is added to the x_0 and y_0 [6]:

$$h = \begin{bmatrix} R_{2,1} - (R_2 - R_1) \\ R_{3,1} - (R_3 - R_1) \\ \vdots \\ R_{N,1} - (R_N - R_1)\Delta y \end{bmatrix}, \quad \Delta = \begin{bmatrix} \Delta x \\ \Delta y \end{bmatrix} = (G^T Q^{-1} G)^{-1} G^T Q^{-1} h, \quad (15)$$

$$G = \begin{bmatrix} (X_1 - x)/R_1 - (X_2 - x)/R_2 & (Y_1 - y)/R_1 - (Y_2 - y)/R_2 \\ (X_3 - x)/R_1 - (X_3 - x)/R_3 & (Y_1 - y)/R_1 - (Y_3 - y)/R_3 \\ \vdots & \vdots \\ (X_N - x)/R_1 - (X_N - x)/R_N & (Y_1 - y)/R_1 - (Y_N - y)/R_N \end{bmatrix}.$$
 (16)

3 RESULTS

The above-mentioned algorithms were simulated. Since the algorithms are different in requiring the number of input data, where the Fang algorithm requires data from exactly 3 GWs, the Chan algorithm can compute using 3 or more GWs and the others (LS, SI, Foy) require 4 or more GWs. Two test groups were created for 3 GWs (Chan, Fang) and 4 GWs (Chan, LS, SI, Foy). First, the sensitivity of the algorithm to the added noise of the measured data to calculate the position of the end-device was compared for both groups. In addition, a comparison of the effect of GW count on the resulting positioning accuracy was performed for the second group. The algorithm's source codes were taken from [7]. Simulations were performed in the GNU Octave 4.4.1, CPU: Dual Core i5, RAM: 8 GB, OS: macOS Catalina. The resulting end-device position estimation error, where the distance between the determined position and the real position is calculated is then calculated as:

$$RMSE = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^{N} (x - x_0)^2 + (y - y_0)^2}{N}}.$$
(17)

The Gaussian random variable was added to every calculation for simulation of real conditions:

$$f(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{1}{2}(\frac{x-\mu}{\sigma})^2},$$
(18)

where $\mu = 0$ (zero mean) and σ^2 (variance) is equal to the tested noise level. There was also provided test on a time-duration of calculation for each algorithm, the data given was averaged from 10,000 calculations. One of the input values of the scenarios is the distance of GWs. Where the distance in

	Fang	Chan	LS	SI	Foy
3 GWs	598.49 µs	717.95 μs	-	-	-
4 GWs	-	1 400.8 μs	1 012 µs	951.83 μs	4 705.2µs

Table 1: Computation time comparison between Fang, Chan, LS, SI, and Foy algorithms.

units of km can be expected for outdoor localization in the case of LPWAN, the radius value of 3 km was chosen and the GWs were distributed evenly on the circle. The noise scattering depends on the environment, the value of 150 was chosen for testing. The minimum number of GWs is given by the used algorithm, therefore 2 simulations were performed, for 4 GW (Figure 1a and 1b) and for 3 GW (Figure 2) separately. The following measurements compared the algorithms in terms of the effect of added noise on the measured time stamps (Figure 1a and Figure 2) and in terms of the effect of the GW count on the magnitude of the position calculation error (Figure 1b).



Figure 1: Comparison of TDoA/ToA algorithms Chan, LS, SI, Foy (4 GWs).



Figure 2: Ranging noise vs RMSE of Fang and Chan algorithms (3 GWs).

As shown in Figure 1a, from the comparison of the Chan, Foy, SI and LS algorithms, Chan and Foy algorithms are the best in terms of resistance to the noise, they are also similar in performance (Figure 1). But Foy requires approximately four times more computation time (Table 1). The LS and SI algorithms are very similar in terms of performance and computational complexity, but they do not achieve so good performance compare to Foy and Chan. Further Figure 1b reveals, that positioning accuracy grows with rising GW count. In this view also Chan and Foy are the best. As can be further seen in Figure 2, where only 3 GWs were used, the Fang has much better performance compare to the Chan. From Table 1 is obvious, that the Fang algorithm requires the shortest computation time at all.

4 CONCLUSION

The main benefit of this article is the comparison of geolocation algorithms for noise sensitivity, the influence of the GW count on the positioning error and calculation time requirements. These basic parameters can be further used when considering the real implementation. Five algorithms for determining the position of the end-devices (Chan, Fang, SI, LS, Foy) using TDoA/ToA information have been introduced. Furthermore, these algorithms were compared by simulations. In terms of computational complexity and the resulting estimation accuracy, Fang algorithm for 3 GW with an average time duration of 598.49 μ s has the best performance. In comparison to Chan, Fang achieves around 300 m lower estimation error on the whole noise range. For 4 GW, has the best performance the Chan algorithm with average time duration of 1400.8 μ s. Where it achieves a 15 m smaller estimation error at noise variance level of 250 compared to LS and SI. The resulting real implementation need not use only one algorithm, but a combination of them. Fang can only be applied to 3 GW, but its advantage can be the use in cases where the coverage is poor and therefore fewer GWs available. Chan can then be applied to areas with higher GW density. Because more GWs allow better suppression of error added error from individual GWs, better results can be achieved. Thus, the resulting algorithm selection can be performed based on the number of GWs available.

REFERENCES

- G. Mao, B. Fidan, and B. D. Anderson, "Wireless sensor network localization techniques," *Computer networks*, vol. 51, no. 10, pp. 2529–2553, 2007.
- [2] Y.-T. Chan and K. Ho, "A simple and efficient estimator for hyperbolic location," *IEEE Transactions on signal processing*, vol. 42, no. 8, pp. 1905–1915, 1994.
- [3] B. T. Fang *et al.*, "Simple solutions for hyperbolic and related position fixes," *IEEE transactions* on aerospace and electronic systems, vol. 26, no. 5, pp. 748–753, 1990.
- [4] X. Jin-yu, W. Wei, and Z. Zhong-liang, "A new tdoa location technique based on taylor series expansion in cellular networks," in *Proceedings of the Fourth International Conference on Parallel and Distributed Computing, Applications and Technologies.* IEEE, 2003, pp. 378–381.
- [5] J. Smith and J. Abel, "Closed-form least-squares source location estimation from range-difference measurements," *IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, vol. 35, no. 12, pp. 1661–1669, 1987.
- [6] W. H. Foy, "Position-location solutions by taylor-series estimation," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, no. 2, pp. 187–194, 1976.
- [7] F. Xiao, "Major cellular network wireless positioning tdoa classic algorithm chan, taylor, si algorithm matlab simulation and performance analysis and comparison." *Location-Coding*, 2012. [Online]. Available: http://en.pudn.com/Download/item/id/1985221.html

CONTROL OF LABORATORY PROCESSES USING MODERN METHODS OF IMAGE PROCESSING

Martin Kiac

Doctoral Degree Programme (1), FEEC BUT E-mail: xkiacm00@stud.feec.vutbr.cz

> Supervised by: Kamil Říha E-mail: rihak@feec.vutbr.cz

Abstract: The thesis deals with the image processing and detection of specific objects in the image. The main objective of this work is to implement a algoritm for the control of pipetting processes based on images from the camera. In this thesis is used for image processing an open source computer vision library OpenCV and for pipette detection is used convolutional neural network. The proposed solution is still in development process. The following article describes the issue and the results of the thesis solution.

Keywords: image processing, OpenCV, cnn, dnn, convolutional neural network, application, object detection, pipette, microplate, wells, laboratory processes

1 INTRODUCTION

The *human visual system* is one of the most important sense organs through which one can perceive, explore and respond to their surroundings. Therefore, there is still an increasing effort to implement this ability also in the field of computer technology. Ability to perceive and subsequently interact with the surroundings is a very important in computer technology.

With the development of modern technology, computer vision is becoming increasingly available in areas everyday life. This is where computer vision widely used in a variety of smart devices such as phones, cameras, intelligent vehicles and various other devices [4].

2 IMAGE PROCESSING AND OBJECT DETECTION

At present, the field of image signal processing is one of the most important fields in science and technology. Image information is one of the basic communication and information channels. In general, the entire image processing process can be divided into several basic parts:

- capture and image digitization
- image preprocessing,
- image segmentation,
- description of objects,
- classification.

2.1 IMAGE PREPROCESSING

An important part of image processing is image preprocessing. It is important to prepare the captured image in an appropriate way before it will be analyzed. Specific methods and procedures are used for

image preprocessing, which may include for example transformations or various image filters. The most commonly used methods for image preprocessing are:

- color transformation,
- brightness transformation,
- geometric transformation,
- noise filtering and image errors [3].

Another important part of image processing is image segmentation. The preprocessed image can be further segmented based on the parameters. The most commonly used methods for image segmentation are:

- thresholding,
- edge detection,
- background subtraction [6].

The background image subtraction method is one of the most commonly used methods where is need to segment the objects from the background of image. The principle of this image segmentation technique is to analyze each pixel in the image and evaluate its belonging to the object of interest or background in the image. The background subtraction process runs between frames. In this thesis, for background subtraction is used the *Mixture of Gaussians* algorithm called MOG.

2.2 OBJECT DETECTION

The main and important part of this work are methods for analysis of prepared processed image. This processed image is then gradually analyzed appropriately using various techniques. In this thesis, the main part of image analysis are methods for microplate detection, detection of wells in this microplate, detection of moving pipette in the image and subsequently peak of this pipette.

2.2.1 MICROPLATE DETECTION IN THE IMAGE

The detection of the microplate in the image is very important. By obtaining the position of the microplate in the image, it is possible to define a region of interest. This has the advantage that subsequent image analysis can only runs in this area of interest, resulting in savings in computing power. The position of the microplate in the image is obtained using an algorithm which analyzes the contours of objects in the image.

2.2.2 Wells detection in the microplate

By obtaining the position of the microplate in the image, it is possible for subsequent detection of the wells to runs only in this region. By defining an area of interest in the case of wells detection, it has the additional advantage that the possibility of erroneous detection of the well outside the microplate is automatically minimized. The algorithm uses the *Hough transform* to detect wells in the microplate. The following figures 1 shows the microplate detection process and the subsequent detection of the wells in the microplate.



(a) Image from camera

(b) Wells detection in a microplate

Figure 1: Illustration of microplates and wells in the image

2.2.3 PIPETTE DETECTION IN THE IMAGE

Pipette detection in the image is one of the most robust algorithms used in this work. There are two different implementations that are already very different. The first method is a classical sagmentation method, where the pipette segmentation algorithm is based on background subtraction and subsequent analysis of contours in the image. The algorithm itself consists of several smaller parts that are logically connected to each other. Firstly, the image is sub-sampled, because of the lower computational complexity, but maintaining the accuracy of the resulting algorithm. Then the histogram equalization method is applied to this image for improve the resulting contrast. At this point, image is converted to gray scale and then is applied to the image the background subtraction method. Subsequently, various methods such as thresholding are applied to finely remove shadow in scene of the image, morphological operations and a few basics image filters. Finally, the contours in the image are analyzed to determine the shape of the pipette and the pipette peak.

The second detection method uses CNN *convolutional neural networks* to detect the pipette in the image. Specifically, it is a YOLO¹ convolutional neural network that is implemented using the Darknet² open source framework. YOLO (You Only Look Once) is real-time object detection system, which is accurate and at the same time one of the fastest real-time systems. This type of network consists of several smaller parts which are gradually connected. The following figure 2 shows the internal structure of the convolutional neural network. The input image is attached to the input of convolution layers system, which is first important part of this neural network. The convolution lay-



Figure 2: Illustration of convolutional neural network topology

¹https://pjreddie.com/darknet/yolo/

²https://pjreddie.com/darknet/

ers consist of several tens of layers, which have different sizes. On every convolutional layer there is a operation called *convolution*. Convolution is mathematical operation, which puts the image and the convolution core into relation. The result of this operation could be, for example an subsampled image. Convolution operation can be defined as following formula

$$y[m,n] = x[m,n] * h[m,n],$$
 (1)

where y is output image, x is input image and h convolution core [6]. Next very important part of this neural network is fully-connected layers. The result of convolutional layers process feeds into a fully-connected neural network structure, that drives the final classification decision [2]. In the case of pipette detection using neural networks is a very important part, which is learning of neural network. The result of neural network classification depends very on the quality learning of the network. There are many factors that affect the resulting network model like quality of dataset, number of learning iterations or time to stop learning [1]. The following graph 3 shows the process of neural network learning. The red curve is a relation between mAP (mean Average Precision) and *max batches* which means number of iteration in learning process. The blue curve indicates errors which means accuracy of the learned model. As can be seen in the graph, learning process achieved good results already at 1000 iterations [5].



Figure 3: Process of neural network learning

3 CONCLUSION

This paper deals with image processing and object detection applied to control of laboratory process. It describes image processing and the most important part of all resulting process for pipette detection - classic segmentation method and detection method which uses convolutional neural network. The

paper is focused on the implementation of the proposed system mainly description of pipette detection in image. The result of this thesis is the uses and subsequent comparison of two methods of pipette detection in the image. The following figures 4 shows the pipette detection process. Left figure



(a) Classic method of pipette detection

(b) Method of pipette detection using neural network

Figure 4: Comparison of pipette detection methods in the image

(a) shows classic method of pipette detection where is correctly marked pipette peak. Right figure (b) shows method of pipette detection using convolutional neural network. In this illustration there are correctly marked pipette peak and whole pippete. Classic method for detection is fast but not quite accurate. There are many factors which affect for resulting detection like shadows or other interference in image. Detection which uses convolutional neural network is slower but very accurate. A comparisons of CPU (Intel i7-8550U) and GPU (GTX 1080 Ti) for computational complexity of both detection algorithms is very different. Classic segmentation method with CPU has average 16 fps and with GPU acceleration has average 50 fps. Detection method uses convolutional neural network has with CPU average 0.6 and with GPU acceleration has average 38 fps. The future goal is implement detection method uses convolutional neural network on android platform and control laboratory process with this very accurate detector.

REFERENCES

- [1] Github *AlexeyAB/darknet* [online]. [cit. 15. 03. 2020]. Dostupné z: https://github.com/AlexeyAB/darknet.
- [2] GOODFELLOW, Ian, BENGIO, Yoshua, COURVILLE, Aaron. *Deep Learning*. MIT Press, 2016. 785 s. ISBN 0070428077.
- [3] Hlaváč, V., Sedláček, M. Zpracování signálů a obrazů. Vydavatelství ČVUT, 2000. 255 s. ISBN 978-80-01-03110-0.
- [4] KIAC, Martin. Využití moderních metod zpracování obrazu při kontrole laboratorních procesů [online]. Brno. 2019 [cit. 14.03.2020]. Dostupné z: https://www.vutbr.cz/www_base/zav_prace_soubor_verejne.php?file_id=189929. Diplomová práce. Vysoké učení technické v Brně. Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií. Ústav telekomunikací. Vedoucí práce Ondřej Krajsa.
- [5] Pjreddie *YOLO: Real-Time Object Detection* [online]. [cit. 14. 03. 2020]. Dostupné z: https://pjreddie.com/darknet/yolo/.
- [6] ŘÍHA, K. Pokročilé techniky zpracování obrazu. 1. vydání. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav komunikací, 2012. 143 s. ISBN 978-80-214-4894-0.

GRAPH CONVOLUTIONAL NEURAL NETWORKS FOR SENTIMENT ANALYSIS

Vojtech Myska

Doctoral Degree Programme 2nd year, FEEC BUT E-mail: xmyska04@stud.feec.vutbr.cz

> Supervised by: Radim Burget E-mail: burgetrm@feec.vutbr.cz

Abstract: Commonly used approaches based on deep learning for sentiment analysis task operating over data in Euclidean space. In contrast with them, this paper presents, a novel approach for sentiment analysis task based on a graph convolutional neural networks (GCNs) operating with data in Non-Euclidean space. Text data processed by the approach have to be converted to a graph structure. Our GCNs models have been trained on 25 000 data samples and evaluated 5 000 samples. The Yelp data set has been used. The experiment is focused on polarity sentiment analysis task. Nevertheless, a relatively small training data set has been used, our best model achieved 86.12% accuracy.

Keywords: sentiment analysis, graph neural networks, deep learning

1 INTRODUCTION

Sentiment analysis belongs to one of the important task of natural language processing (NLP). The aim is to reveal the author's opinion and classify it into one of the considered classes, e.g. 5 star task takes into account positive, negative, neutral, more positive or more negative class.

The most of current approaches solve this task by using models based on convolutional (CNNs) or recurrent neural networks (RNNs). CNN-based approaches take advantage of computer vision success and treat text as an image (transform text into a 2D matrix). A different approach is used in RNN-based models which consider text as time-series.

Mentioned approaches work with text transformed into Euclidean space. These data have limited expressive power in compare of graphs. For this reason it is more useful to work with text in graph domain. It is necessary to use a different kind of neural networks. Graph neural networks (GNNs) presented in work [2] is capable to operate over a graph structure.

This paper introduces a novel approach designed for sentiment classification task based on graph convolutional networks operating over graph structure. The introduced approach is not working only with word meaning but also with part-of-speech as well as relations between words. This information is used in process of building a graph structure and in classification process.

2 RELATED WORKS

The most important approach based on CNNs has been published in 2015 [9]. In this work has been demonstrated the ability to successfully classify converted text into the 2D matrix by using a CNN-based model. This model has reached a relatively high accuracy (95.07%) in the polarity sentiment analysis task. The proposed model works on character-level what leading to language independence.

Paper [5] presents bidirectional hierarchical LSTMs (RNNs) used for sentiment analysis task. Presented neural networks model captures relationship between sentences in document [5]. Evaluation of 5 star sentiment analysis task has been done on the Yelp data set [8]. Approach based on the GNNs has been introduced in [4]. Text is converted to a graph, where each node of the graph denotes word in vector space. The nodes are connected to each other within a distance 2, i.e. node representing word "neural" in sentence "Graph neural networks are awesome." is connected to node "Graph", "networks" and "awesome". This leads to connecting unrelated nodes (words).

3 EXPERIMENT DESCRIPTION

This section provides detailed information of the introduced approach, description of the proposed graph convolutional neural networks models. Further, in this section is described building a graph structure from text and methodology how the models are evaluated. Achieved results are also presented.

3.1 DATA SET

The proposed models have been trained and tested on the Yelp data set [4] purposed for deep learning. It contains a millions of user's reviews divided into 5 classes. In the experiment only two classes are taken into account, i.e. positive and negative class. The proposed models are trained on 25 000 samples. The validation and test has been done on 5 000 samples.

3.2 BUILDING A GRAPH FROM TEXT

Graph neural networks operate over a graph G = (V, E) in Non-Euklidean space. The $V = \{\mathbf{e}\}_{i=1:N^{v}}$ denotes set of graph's nodes, where \mathbf{v}_{i} represents node's feature vector. Each node from *V* represents single word. Set $E = \{\mathbf{e}_{i}, v_{start}, v_{end}\}_{i=1:N^{e}}$ denotes graph's edges, where \mathbf{e}_{i} is edge features vector. Each edge captures relationship between nodes (words).

Each node feature vector contains 2 information. The first one is representation of word in vector space. For this purpose has been used pre-trained word2vec Google News corpus word vector model [3]. It converts words into 300-dimension vector space. The second information is normalized POS tag. POS tagging is task related to NLP. Therefore, it has been necessarily to use any existing tool for POS tagging and relationship between words. In the experiment has been used spaCy library [6].

Graph edges indicate relationship between words. In the experiment are edges used only as information to create adjacency matrix. SpaCy library has been used for extracting information about words relationship (edges) from input text.

In the figure 1 is example of transformed sentence "Graph neural networks are awesome" to a graph. It can be seen relationships between each node (word) as well as POS tag.

Input text is limited to length of 60 words, more words are not taken into account. Built graphs must be converted into a form suitable as input to the proposed model. In this step it is necessary to create matrix containing feature vectors of each node and also adjacency matrix. Examples of both matrix can be seen in the figure 2.

For this experiment has been used library, facilitating experiments with a graph neural networks, based on Keras and TensorFlow 2 called Spektral [1].

3.3 PROPOSED NEURAL NETWORKS MODELS

In the experiment have been developed and trained three text classifier models based on GCNs. Core of the models is trio of GCNs as presented in work [7]. Kernel L1 and L2 regularization methods are used in GCNs, because models reported a huge over-fitting. The proposed models differ in number of filters of each GCNs layers. The next part of proposed architecture contains 4 dense layers. Between



Figure 1: Graph representation of sentence "Graph neural networks are awesome.".



Figure 2: Node feature matrix and adjacency matrix of sentence "Graph neural networks are awesome".

them are inserted dropout layers to prevent model over-fitting. Last layer is dense with softmax activation function in order to predict input graph as positive or negative text. The architecture can be seen in the figure 3. Setting for the trained models can be seen in the table 1.

	GCNs			Dropout	1 st Dense	Other Denses	Softmax
Model	Filters	Activation	Kernel reg.	Drop	Neurons	Neurons	Neurons
1	196	relu	L1 = L2 = 0.01	0.05	512	256	2
2	256	relu	L1 = L2 = 0.01	0.05	512	256	2
3	384	relu	L1 = L2 = 0.01	0.05	512	256	2

Table 1: Settings of the models used in the experiment.

4 RESULTS

Table 2 shows achieved results by trained models. All models have been trained on 12 500 data samples of each class in 150 iterations. The validation and test data set contains 5 000 data samples. Figure 4 shows dependency of loss function and classification accuracy on iterations during training process. This graph is related to the first model, see table 1. The peak of the loss function in the begin-



Figure 3: The proposed architecture of the text classifier based on the GCNs.

ning of the training process achieves up to 6. This is due to using the L1 and L2 kernel regularization methods to prevent model over-fitting.



Figure 4: The proposed architecture of the text classifier based on the GCNs.

The first trained model classified test samples with 85.40% accuracy. Setting of this model can be seen in the table 1. The model number 2 where 256 GCNs filters have been used achieved 85.52% test accuracy. It is small change (0.12%) against the first model. It can be caused by initializing model's

weights. The second model shows slight over-fitting, because training loss is lower than validation and test. Model 3 has more GCNs filters than previous model. It increased test accuracy in contrast with model 2 by 0.6%.

	English								
Model	Train acc.	Train loss	Valid. acc.	Valid. loss	Test acc.	Test loss			
	%	-	%	-	%	-			
1	87.3200	0.3843	86.6000	0.4125	85.4000	0.4283			
2	88.6200	0.3661	85.0000	0.4558	85.5200	0.4324			
3	89.2400	0.3618	85.9600	0.4373	86.1200	0.4337			

Table 2: Achieved results in the experiment by different models.

5 CONCLUSION

This paper has proven that graph representation of text is very useful because it can capture a lot of valuable information of text structure. It can lead to increasing classification accuracy. Main disadvantage of presented approach is dependency on third party library sciPy.

The accuracy achieved by the first model is 85.40%. The second model contains more GCNs filters. It causes that this model achieved better results (85.52%). The last trained model contains the most GCNs filters (384). Therefore, the result of the last model (86.12%) has been improving accuracy in contrast of the other models in the experiment. The output of this experiment prove usefulness of converting text into the graph structure.

In the future, it is possible to improve the classification accuracy by optimizing the model architecture and extending the training data set.

REFERENCES

- [1] Daniele Grattarola. Spektral. https://spektral.graphneural.network/
- [2] F. Scarselli, M. Gori, A. C. Tsoi, M. Hagenbuchner and G. Monfardini. *The Graph Neural Network Model*. in IEEE Transactions on Neural Networks, vol. 20, no. 1, pp. 61-80, Jan. 2009.
- [3] Google Code Archive. Long-term storage for Google Code Project Hosting. https://code.google.com/archive/p/word2vec/
- [4] HUANG, Lianzhe, et al. *Text Level Graph Neural Network for Text Classification*. arXiv preprint arXiv:1910.02356, 2019.
- [5] SHI, Xiaoming; LU, Ran. Attention-Based Bidirectional Hierarchical LSTM Networks for Text Semantic Classification. In: 2019 10th International Conference on Information Technology in Medicine and Education (ITME). IEEE, 2019. p. 618-622.
- [6] spaCy. Industrial-strength Natural Language Processing in Python. https://spacy.io/
- [7] Thomas N. Kipf and Max Welling. *Semi-Supervised Classification with Graph Convolutional Networks* arXiv preprint arXiv:1609.02907, 2016.
- [8] Yelp. Yelp Dataset. https://www.yelp.com/dataset
- [9] Zhang, Xiang a LeCun, Yann: Text understanding from scratch. arXiv preprint arXiv:1502.01710, 2015. Available: https://arxiv.org/abs/1502.01710.

ATRIAL FIBRILLATION CLASSIFICATION USING DEEP CONVOLUTION NETWORKS

Petra Novotna

Doctoral Degree Programme (3rd), FEEC BUT E-mail: novotnap@vutbr.cz

> Supervised by: Jana Kolarova E-mail: kolarova@vutbr.cz

Abstract: We propose the usage of three deep convolutional neural networks architectures for classification of a single lead electrocardiogram (ECG) recordings and evaluate them on the atrial fibrillation (AFIB) classification, for which data set was provided by the Department of Biomedical Engineering, BUT. The compared networks are based on ResNet, VGG net and AlexNet. Single lead signals are transformed into the form of spectrogram. AFIB data was augmented for the purpose of similar size of both respected classes and for successful classification. The most successful architecture, based on AlexNet, was found to perform obtaining an accuracy of 92 % and F1 score of 56 % on the hidden testing set.

Keywords: ECG, atrial fibrillation, signal processing classification, deep learning, neural networks, convolution, resnet, alexnet, vgg

1 INTRODUCTION

Cardiovascular diseases (CVDs) have been, according to the World Health Association (WHO) [1], the major cause of death in the sight of the modern lifestyle. The mortality and morbidity caused by CVDs are reasons why still, nowadays when we almost completely understood the purposes of the heart's mechanisms, is ECG signal processing one of the most researched knowledge areas. CVDs are the problematic parts of lifestyle mostly in developed countries. Recent years have been in the sign of automatizing of hearts beat classification and therefore, automatic diagnostics are being developed. Classification techniques were previously based mainly on feature extraction, heart beat detection and variability analysis. [2] Lately, more modern techniques are being used in the terms of heart beat classification. The the computational possibilities of computers reach, the more bold approaches are implemented. The indisputable winner of the last years is for sure neural network and its variations. For ECG classification, recurrent neural networks (RNN) and convolutional neural networks (CNN) are used the most. [3] Some of the previously proposed 1-D CNN based methods lead to the classification into 5 typical types of arrhythmia signals, i.e., normal, left bundle branch block, right bundle branch block, atrial premature contraction and ventricular premature contraction [2]. Atrial fibrillation (AFIB) is a cardiac arrhythmia that is known to cause 1 in 3 strokes in elderly people, mostly over 60 years of age. Usually, the diagnostics of AFIB is performed non-invasively. The automatic detection of AFIB has been based on RR intervals (interval between heartbeats) analysis mostly [4]. For the same purpose, deep learning techniques are being used lately, CNNs and/or RNNs. To enhance the possibilities of such techniques, 1-D ECG signal can be transformed in 2-D data by applying short-time Fourier transform and enter the training process of the network in the form of spectrogram.

2 METHODOLOGY

In this section we provide the detailed description of the networks used for ECG classification including the training process.

2.1 DATA

For the purpose of AFIB classification the dataset combined altogether from 6791 signals, from which 553 were atrial fibrillation, and 6238 were non-atrial fibrillation (non-AFIB). Originally, the dataset was separated into two sub-sets for training and testing the networks. The training subset included 80 % of signals, testing 20 % of signals from respected subsets. Specifically, 110 AFIB and 1247 non-AFIB were separated for testing. As for training process it is necessary to have as much similar amount of data in respected classes, the AFIB data was augmented. In total, we gained 4873 AFIB signals. Normal sinus rhythm ECG signal can be seen in Figure 1, atrial fibrillation ECG signal can be seen in Figure 2.



Figure 1: Normal ECG signal.

2.2 PREPROCESSING

In this study, we use spectrograms for ECG classification. Therefore, the image data needs to be prepared carefully. The followup of the preprocessing is: generating the spectrogram, resize the output to the requested size of the used network, logaritmisation of the spectrogram, computing mean and standard deviation of both log and non-log data of every spektrogram. After, the overall mean and standard deviation is computed for the puspose of data normalization. Normalized are both log and non-log data. As for the work with chosen networks, pseudo-RGB data were created. To the matrix of total size of 224x224x3 or 227x227x3 (depending on the data size required by the used network) both log and non-log normalized data were saved. From prepared data, tiff files were created, which are inputs for the training process in the form of ImageDataStore. In the Figure 3, we can see the examples of both classes, non-AFIB and AFIB spectrograms.


Figure 2: ECG signal with atrial fibrillation.

2.3 TRAINING

The training process for all the proposed networks was a bit different. All the networks are based on a form of pre-trained network. The 3 chosen networks were: AlexNet, ResNet and VGG. AlexNet [5] is 8 layers deep convolution neural network (CNN) (5 convolutional layers, some of them followed by max-pooling layers, followed by 3 fully connected layers). ReLU activation function is used. The depth of the AlexNet is essential for the high performance, but of-course, computation time is also high. This is overcome by the implemented usage of GPU. The input data size of used version of AlexNet is 227x227 px. ResNet-18 [6] is also a CNN, 18 layers deep. The residual functions used in the used network are the reason why the deep networks is easier to train and to optimise. The input data size is for this particular network 224x224 px. The network consists of 18 convolutional layers followed by 1 fully-connected layer and 1 soft-max layer. VGG-16 network [7] is a 16 layers deep CNN with the input data size of 224x224 px. The filter size within the convolutional layers is fixed to 3x3. The network includes 5 max-pooling layers, followed at the end by 3 fully-connected layers and a soft-max layer. In the Figure 4, we can see the structure of the VGG network. For all the used networks, Adam [8] optimization algorithm was used. Adam is used with the intention to speed up the training process and treats, in this case, more effectively validation data. As for minimatch size, it was chosen 128. Number of epochs settled to 3 (AlexNet and ResNet) and 4 (VGG). Initial learning rate settled for all 3 networks at 0.001.

3 RESULTS AND DISCUSSION

Generally said, all 3 implemented networks shown good results considering the accuracy parameter. Respectively, it gained: AlexNet - 98 % on train dataset and 92 % on test dataset, ResNet - 97 % on train dataset and 93 % on test dataset and VGG net 92 % on train dataset and 89 % on test dataset. Up to this point, all results seems to be very representative. But, as for neural networks, not only accuracy parameters, which is very often presented in papers, is important. For all the networks, also F1 scores were computed. AlexNet gained F1 = 56 % (precision 0.57), ResNet gained F1 = 52 %



Figure 3: Examples of a data representation in the form of spectrogram. Left - normal sinus rhythm ECG. Right - ECG signal with atrial fibrillation.



Figure 4: The basic structure of the VGG network. Taken from [?].

(precision 0.51) and VGG net gained F1 = 47 % (precision 0.39). From those numbers, and also from the example of results shown in Figure 5 (which were very similar for all 3 networks), we can see, that the networks did not seem to get over-trained for either of the classified classes. From the test dataset, we can see, that there a similar amount of false positive as false negative cases. From the diagnostics point of view, it is preferred to obtain false positive cases over false negative (it is more safe to inform a healthy patient, that he was false diagnosed as ill, that vice versa). From the architectural point of view, the proposed implemented networks could be pretty deep and complicated. So, for the future improvement, similar but lighter architecture could be applied.

4 CONCLUSION

In this paper, the usage of 3 deep convolutional networks on ECG data was proposed. The analysed data was in the form of spectrogram, which represented a single lead ECG signal. From the 3 proposed networks, all architecturally based on previously published networks, the AlexNet network gained the best results.

5 ACKNOWLEDGEMENT

I would like to express my deepest appreciation to my colleagues, Marina Ronzhina and Tomas Vicar, for their help and consultations.



Figure 5: Confusion matrix showing the results for the AlexNet network.

REFERENCES

- TIMMIS, Adam, Nick TOWNSEND, Chris GALE, et al. European Society of Cardiology: Cardiovascular Disease Statistics 2017. European Heart Journal. 2018, 39(7), 508-579. DOI: 10.1093/eurheartj/ehx628. ISSN 0195-668X.
- [2] HUANG, Jingshan, Binqiang CHEN, Bin YAO a Wangpeng HE. ECG Arrhythmia Classification Using STFT-Based Spectrogram and Convolutional Neural Network. IEEE Access. 2019, 7, 92871-92880. DOI: 10.1109/ACCESS.2019.2928017. ISSN 2169-3536.
- [3] SEN, Sena Yagmur a Nalan OZKURT. ECG Arrhythmia Classification By Using Convolutional Neural Network And Spectrogram. 2019 Innovations in Intelligent Systems and Applications Conference (ASYU). IEEE, 2019, 2019, 1-6. DOI: 10.1109/ASYU48272.2019.8946417. ISBN 978-1-7281-2868-9.
- [4] ROSS-HOWE, Sara a H.R. TIZHOOSH. Atrial Fibrillation Detection Using Deep Features and Convolutional Networks. In: . IEEE, 2019, 2019, s. 1-4. DOI: 10.1109/BHI.2019.8834583. ISBN 978-1-7281-0848-3.
- [5] KRIZHEVSKY, Alex, Ilya SUTSKEVER a Geoffrey E. HINTON. ImageNet classification with deep convolutional neural networks. Communications of the ACM. 2017, 60(6), 84-90. DOI: 10.1145/3065386. ISSN 00010782.
- [6] HE, Kaiming, Xiangyu ZHANG, Shaoqing REN a Jian SUN. Deep Residual Learning for Image Recognition. In: 2016 IEEE Conference on Computer Vision and Pattern Recognition (CVPR). IEEE, 2016, 2016, s. 770-778. DOI: 10.1109/CVPR.2016.90. ISBN 978-1-4673-8851-1.
- [7] Simonyan, K., Zisserman, A.: Very Deep Convolutional Networks for Large-Scale Image Recognition. Computer Science: Computer Vision and Pattern Recognition, 2015, arXiv:1409.1556v6
- [8] Diederik P. Kingma,Lei Ba., J.: Adam : A method for stochastic optimization. 2014. arXiv:1412.6980v9
- [9] Original figure: https://en.everybodywiki.com/File:VGGstructure.jpgfilelinks

Doktorské projekty

Kybernetika a automatizace I

HONEY BEE (APIS MELLIFERA) COLONY MONITORING METHODS WITH A POTENTIAL APPLICATION OF THE MACHINE INTELLIGENCE METHODS

Šimon Bilík

Doctoral Degree Programme (1), FEEC BUT E-mail: bilik@feec.vutbr.cz

Supervised by: Karel Horák

E-mail: horak@feec.vutbr.cz

Abstract: This article brings an overview of the bee monitoring methods and is divided into two parts. The first part, which covers the general monitoring methods, describes the methods based on the sensor fusion data and acoustic measurements and the second part focuses on computer vision methods based applications for the Varroa Destructor mite detection. The conclusion drafts possible extension of those methods with the use of the deep learning methods and also the future direction of the author's research.

Keywords: Honey bee monitoring, Varroa Destructor, Machine intelligence

1 INTRODUCTION

The honey bee is not only a producer of honey, but also the most important pollinator worldwide, which covers more than 90% of the pollination service in the commercial production. [1] From this fact follows, that the good health state of the bee colonies has a great environmental and economic impact. The colonies health state can be damaged by various bee illnesses, or swarming – the bee keeper has to perform periodical checks to monitor this state, which could be very time consuming in the case of a great number of hives. From those reasons, several automated monitoring methods were developed and their selection is summarized in this article.

This article is divided into two sections, which describes the general monitoring methods and the methods for the Varroa Destructor mite detection with the use of the machine vision. The Varroa mite is one of the greatest threads for the bee colony and the problematics will be described further in the article. The intention of this article was to create an overview of the methods with the possible application of the deep learning and the anomaly detection techniques, which could be used for the author's future research.

2 GENERAL MONITORING METHODS

This section of the article focuses on the overview of the monitoring methods, which are not based on the computer vision techniques, but which can be extended using the machine intelligence methods. The first part brings an example of the sensor fusion methods and the second brings an example of the acoustic measurements. Those methods are not suitable for the single bee monitoring, but they can give a good overview about the bee colony health and honey supplies.

2.1 SENSOR FUSION MEASUREMENTS

There is a big variety of the bee monitoring methods, which use the general data as the temperature and humidity in the bee hive, bee dance recognition, fusion of the weather data, information about the crop resources in the hive surroundings, or even the single bee monitoring.

An example of the approach, which uses a variety of the sensors placed inside the bee hive, is the article [2]. This article describes a complex system based on the data collection from a group of hives and from the meteorological weather stations.

The parameters, which were considered as the indicators of the bee colony health, number of bees and the external weather and which were monitored with the in-hive sensors are the temperature, humidity, carbon dioxide level and oxygen level. Those sensors were later extended with the accelerometer and two pollutant sensors. All those sensors were integrated in the bee hive roof and they were equipped with the solar panels to charge the batteries and with the wireless transmission module to communicate with the server. This approach allows the daily data collection from plenty of hives without the disturbance of the bees or the limitation of the beekeeper. Those data are then connected with the information from the weather stations in the surrounding. [2]



Figure 1: Bee hive with the attached sensors and the communication module [2]

A similar example is shown in the article [3], which focuses on the bee colony monitoring in the area with an intensive agriculture activity in the western France.

This article uses a larger amount of recorded variables, as the colony life history, size, food reserves and the resource use, but also the environmental variables as the land use, floral resources and the weather conditions. The study covers the area of approximately 450 km² and around 250 bee hives. The amount and the potential of the data is bigger then in the previous study, but on the other hand it doesn't include any automated measurement or data collection. [3]

A similar problem is in the article [4], where the authors decode the bee waggle dances to determine how far and where is the bee forage, but again without the mention of any automated methods. This method could be extended and automated with the computer vision and machine intelligence method, because the manual detection performed in the article has to be very time consuming.[4]

Another approach brings the article [5], which uses small RFID tags directly placed on the bees to monitor their foraging area. A great advantage of this system is that the single bee motion can be monitored and used for the colony behavior understanding or for the certain area visit checking. On the other hand, this approach is highly disturbing to the bees, because they have to be tagged manually and it makes them more vulnerable against the predators. Another disadvantage is that only limited number of bees and areas can be monitored in this way and that only a limited number of

the receiver antennas can be placed around the observed location. This method can be interesting for the entomologist research, or for the detection of the cropped areas. [5]

2.2 ACOUSTIC MEASUREMENTS

An interesting field of the bee monitoring approaches are the acoustic measurements, which are based on the bee colony in-hive sound measurements.



Figure 2: Placement of the microphone and the data logger in the bee hive [6]

Both articles [6] and [7] describe the acoustic measurement combined with the external and internal temperature and humidity measurement for the bee swarming detection. Methods described in both articles are very similar to each other and they prove a correlation between the sound spectrum frequencies increase, in-hive temperature and humidity decline and the bee swarm. The measurement itself is done in short periodical intervals during the day with the data transferred to the PC for the analysis. Unlike the method in the article [2], both methods don't use a wireless communication between the hive and the control PC. [6] [7]

3 VARROA DESTRUCTOR MONITORING WITH THE USE OF THE MACHINE VISION

This part of the overview focuses on the applications of the computer vision methods on the Varroa Destructor mite monitoring. As mentioned in the introduction, this mite is a serious problem for the bee colony and its outbreak can lead to the colony collapse. From the article [1], which describes the results of the four-year long study with 1200 bee colonies in Germany, it follows that the V. Destructor was the main cause of the monitored colonies collapse. This mite is around 1mm big and catches the bee's body, which could be seen by the camera. It can also transmit secondary viral infections, which were the second most common case of the bee colony collapse described in [1].



Figure 3: Experiment layout [9]

This topic is covered by the articles [8] and [9]. The first article describes a method, how to obtain an information about the mite occurrence on the single bee from the video. This method records the bees in a special tunnel, which allow only a single bee to pass in one moment. From this video, the bees are detected and the images of the single bees are obtained. Those images are further processed and classified using the non-machine vision classifiers. The output is the binary information about the mite occurrence. According to the authors, the accuracy of this method was around 80% and the method was considered as adequate. [8]



Figure 4: Camera view on the bees with the detected V. Destructor mite on the lower bee left [9]

The article [9] is based on the article mentioned previously and extends it with the use of the machine learning methods for the mite classification and the use of the multispectral illumination. Authors of this article created a video monitoring unit, which can be placed in front of the bee hive and which creates an entry tunnels to the bee hive. Under this unit is placed a camera with the illumination and mirror, as shown on the **Figure 3**. The major improvement, in comparison with the article [8], is the application of the convolutional neural networks, better illumination setup and the mite detection accuracy of 99%. [9]

4 CONCLUSION

This article brings a short overview of the bee monitoring methods, which can be easily extended with the machine vision application. From the non-computer vision methods, the method described in [2] has a good potential and it could be combined with the acoustic and weight measurements and which could be used for example for the detection of the swarm danger, number of bees, potential illnesses or the readiness of honey harvesting. Machine intelligence could be used for the highly reliable analysis of those phenomena and the sensor fusion data.

Computer vision methods described in [8] and especially in [9] are highly perspective for the real time V. Destructor detection. The place for my future research will be in the replacement of the convolutional neural network based classification with the anomaly detection and also with the development of the detection hardware, which would decrease the false negative detections caused by capturing bees only from the bottom side, which was mentioned in [9]. The aim of the my research will be to develop a fully functional computer vision based inspection system for the general bee illness and disorder detection with V. Destructor detection and removal as a first step.

ACKNOWLEDGEMENT

The completion of this paper was made possible by the grant No. FEKT-S-20-6205 - "Research in Automation, Cybernetics and Artificial Intelligence within Industry 4.0" financially supported by the Internal science fund of Brno University of Technology.

REFERENCES

- [1] GENERSCH, Elke, Werner VON DER OHE, Hannes KAATZ et al. The German bee monitoring project: a long term study to understand periodically high winter losses of honey bee colonies. *Apidologie* [online]. vol. 41. 2010, **41**(3), 332-352 [cit. 2020-03-04]. DOI: 10.1051/apido/2010014. ISSN 0044-8435. Dostupné z: http://link.springer.com/10.1051/apido/2010014
- EDWARDS MURPHY, Fiona, Michele MAGNO, Padraig WHELAN a Emanuel Popo [2] VICI. B+WSN: Smart beehive for agriculture, environmental, and honey bee health monitoring — Preliminary results and analysis. In: 2015 IEEE Sensors Applications Symposium (SAS) [online]. IEEE, 2015. s. 1-6 [cit. 2020-02-24]. DOI: 10.1109/SAS.2015.7133587. 978-1-4799-6117-7. Dostupné ISBN \mathbf{Z}^* https://ieeexplore.ieee.org/document/7133587/
- [3] ODOUX, Jean-François, Pierrick AUPINEL, Sophie GATEFF, Fabrice REQUIER, Mickaël HENRY a Vincent BRETAGNOLLE. ECOBEE: a tool for long-term honey bee colony monitoring at the landscape scale in West European intensive agroecosystems. *Journal of Apicultural Research* [online]. vol. 53. 2015, **53**(1), 57-66 [cit. 2020-02-26]. DOI: 10.3896/IBRA.1.53.1.05. ISSN 0021-8839. Dostupné z: https://www.tandfonline.com/doi/full/10.3896/IBRA.1.53.1.05
- [4] BEEKMAN, M. a F. L. W. RATNIEKS. Long-range foraging by the honey-bee, Apis mellifera L. *Functional Ecology* [online]. vol. 14. 2000, 14(4), 490-496 [cit. 2020-02-26]. DOI: 10.1046/j.1365-2435.2000.00443.x. ISSN 0269-8463. Dostupné z: http://doi.wiley.com/10.1046/j.1365-2435.2000.00443.x.
- [5] DE SOUZA, Paulo, Peter MARENDY, Karien BARBOSA et al. Low-Cost Electronic Tagging System for Bee Monitoring. *Sensors* [online]. vol. 18. 2018, **18**(7) [cit. 2020-02-26]. DOI: 10.3390/s18072124. ISSN 1424-8220. Dostupné z: <u>http://www.mdpi.com/1424-8220/18/7/2124</u>
- [6] FERRARI, S., M. SILVA, M. GUARINO a D. BERCKMANS. Monitoring of swarming sounds in bee hives for early detection of the swarming period. *Computers and Electronics in Agriculture* [online]. vol. 64. 2008, 64(1), 72-77 [cit. 2020-02-26]. DOI: 10.1016/j.compag.2008.05.010. ISSN 01681699. Dostupné z: https://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/S0168169908001385
- [7] MEZQUIDA, David Atauri a Jesús Llorente MARTÍNEZ. Short communication: Platform for bee-hives monitoring based on sound analysis. A perpetual warehouse for swarm's daily activity. *Spanish journal of agricultural research*. 2009, (4), 824-828. ISSN 1695-971X.
- [8] SCHURISCHUSTER, Stefan, Beatriz REMESEIRO, Petia RADEVA a Martin KAMPEL. A Preliminary Study of Image Analysis for Parasite Detection on Honey Bees. In: *Image Analysis and Recognition*. Póvoa de Varzim, Portugal: SpringerLink, 2018, s. 465-473. ISBN 978-3-319-92999-6.
- BJERGE, Kim, Carsten Eie FRIGAARD, Peter Høgh MIKKELSEN, Thomas Holm [9] NIELSEN, Michael MISBIH a Per KRYGER. A computer vision system to monitor the infestation level of Varroa destructor in a honeybee colony. Computers and Electronics in Agriculture [online]. vol. 164. 2019, 164 [cit. 2020-02-28]. DOI: 10.1016/j.compag.2019.104898. ISSN 01681699. Dostupné z: https://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/S0168169918310329

INTERPRETING CONSTRAINTS IN FINITE CONTROL SET MODEL PREDICTIVE CONTROL

Michal Kozubík

Doctoral Degree Programme (1), FEEC BUT E-mail: xkozub05@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Pavel Václavek E-mail: vaclavek@feec.vutbr.cz

Abstract: Aim of this paper is to show the possibilities of interpreting the constraints while using finite control set model predictive control. Paper explains the problem of the barrier functions and shows typical example. New possible candidates to barrier function are introduced in this article. All candidates are tested on the problem of the finite control set model predictive control of the PMSM drive control.

Keywords: barrier functions, model predictive control, finite control set, permanent magnet synchronous motor

1 INTRODUCTION

One of the features of the model predictive control is direct work with constraints on the states and inputs. Continuous forms of predictive control work with continuous control value therefore its value can be changed. Also, solvers of the optimization problem often provide built-in dealing with constraints.

On the other hand, in the finite control set this is not possible. Finite set of control vectors is given and cannot be changed during control. One of the possible ways to choose the best control vector is to compute cost function for every given vector. After that values of cost functions are compared and the vector with the lowest one is chosen. This approach offers an opportunity to compute whether limits were met or not. Barrier functions often used also in continuous optimization, which approximate inequality constraints.

In the case of the control of the drive with permanent magnet synchronous motor, finite control set model predictive control is used to find the optimal switching state of the voltage source inverter. [4] [3] Number of possible switching states is based on its architecture. Keeping current in the limits of its rated value is one of the most important constraints put on the control law.

2 ANALYSIS

Topology of the control problem contains of tje finite control set model predictive controller, voltage source inverter and PMSM. Controller chooses optimal switching states $s(k) \in S$ based on the measurement $x_m(k) = [i_d(k) \quad i_q(k) \quad \omega_m(k) \quad \vartheta_e(k)]^T$. Prediction of the future states is based on the discrete state space model of PMSM in dq reference axis with Clarke and Park transformation included

$$\begin{split} i_{d}(k+1) &= \left(1 - T_{s}\frac{R_{s}}{L_{d}}\right)i_{d}(k) + T_{s}P_{p}\frac{L_{q}}{L_{d}}\omega_{m}(k)i_{q}(k) + \frac{T_{s}}{L_{d}}\left(\sqrt{\frac{2}{3}}\cos\vartheta_{e}(k)\right)u_{A}(s(k)) + \\ &+ \frac{T_{s}}{L_{d}}\left(-\frac{1}{\sqrt{6}}\cos\vartheta_{e}(k) + \frac{1}{2}\sin\vartheta_{e}(k)\right)u_{B}(s(k)) + \frac{T_{s}}{L_{d}}\left(-\frac{1}{\sqrt{6}}\cos\vartheta_{e}(k) - \frac{1}{2}\sin\vartheta_{e}(k)\right)u_{C}(s(k)) \\ i_{q}(k+1) &= \left(1 - T_{s}\frac{R_{s}}{L_{q}}\right)i_{q}(k) - T_{s}P_{p}\frac{1}{L_{q}}\left(L_{d}i_{d}(k) - \Psi_{PM}\right)\omega_{m}(k) + \frac{T_{s}}{L_{q}}\left(-\sqrt{\frac{2}{3}}\cos\vartheta_{e}(k)\right)u_{A}(s(k)) + \\ &+ \frac{T_{s}}{L_{d}}\left(\frac{1}{\sqrt{6}}\sin\vartheta_{e}(k) + \frac{1}{2}\cos\vartheta_{e}(k)\right)u_{B}(s(k)) + \frac{T_{s}}{L_{d}}\left(\frac{1}{\sqrt{6}}\sin\vartheta_{e}(k) - \frac{1}{2}\sin\vartheta_{e}(k)\right)u_{C}(s(k)) \\ \omega_{m}(k+1) &= \omega_{m}(k) + T_{s}\frac{3}{2}\frac{P_{p}}{J}\left(\Psi_{PM}i_{q}(k) + (L_{d} - L_{q})i_{d}(k)i_{q}(k)\right) \\ \vartheta_{e}(k+1) &= \vartheta_{e}(k) + T_{s}P_{p}\omega(k+1), \end{split}$$

where

i_d, i_q are stator current components in dq frame,	L_d, L_q are rotor inductance components,
ω_m is rotor mechanical angular speed,	P_p is number of pole pairs,
ϑ_e is rotor electrical angle,	Ψ_{PM} us permanent magnet flux,
u_A, u_B, u_C are phase voltages,	J is moment of inertia.
R_s is stator winding resistance,	T_s is sampling period.

Phase voltages are generated by voltage source inverter (VSI). In this case 2-level VSI is used. Thus, there are 8 available combinations which can be used. Based on the length of the prediction horizon N, there are totally 8^N combinations available for the prediction.

3 BARRIER FUNCTIONS

Barrier functions are typically used for the approximation of inequality constraints. [2] They are usually defined for the inequalities of form $x(t) \le 0$, which can be any other inequality converted to by simple algebra: $x(t) \le a \rightarrow x(t) - a < 0$.

Mathematical form of the ideal barrier function is

$$c(x) = \begin{cases} 0 & x \le 0\\ \infty & x > 0. \end{cases}$$
(2)

This barrier function brings a few problems in practical realization. First of all, function is piecewisedefined, which brings problem during code execution. On some platforms, dealing with i f statement means going through both branches and spending computational time there. Another problem can be ∞ in the definition of the function. Therefore, it is necessary to find sufficient approximation of the ideal barrier function.

Requirements for the barrier approximation are to keep cost function low, ideally zero, for the acceptable values and high otherwise. Typical example is logarithmic barrier [1]

$$c(x) = -\frac{1}{k}\log_{10}(-x(t)),$$
(3)



Figure 1: Comparison of used barrier functions; black - ideal, blue - $\log_{10}(-x(t))$, red - $\frac{5}{|x(t)|}$, green - $100\frac{x}{|x|+0.001} + 100$.

where k > 0 is parameter setting the accuracy of approximation. Logarithmic barrier has one disadvantage. In its original form, for the values of x(t) < -1 it generates negative value of the cost function, which can lead to wrong decision by the control algorithm.

Similar results are obtainable by usage of the function

$$c(x) = \frac{a}{|x(t)|} \tag{4}$$

as a barrier function. This barrier function eliminates the problem of negative value of cost function, but brings another one. Division by zero can occur and for large exceeding of the limit the cost function starts to descend due to symmetry of the used function.

Problem of the function (4) can be eliminated by using approximation of the signum function

$$c(x) = \frac{a}{2} \frac{x(t)}{|x(t)| + p} + \frac{a}{2},$$
(5)

where p is approximation coefficient and a is maximal value of the function. Limitation of this function is requirement of more computation operations, which can slow down execution of whole algorithm.

All introduced barrier functions are shown in the Figure 1. For the application of introduced barrier functions in the PMSM drive control it is necessary to state the constraint which is covered by the barrier. As was mentioned before, the most important constraint is the limit of the current. The limit can be in dq reference axis described as

$$i_q^2(t) + i_d^2(t) <= I_R^2, (6)$$

where I_R is rated current. Values of the cost function generated by the introduced barrier functions are shown in the Figure 2. In graphs $I_R = 2$ is assumed.

4 SIMULATION RESULTS

Candidates for the barrier function were tested in PIL simulation using Jetson Nano for the execution of the control algorithm and Simscape model of the voltage source inverter and PMSM. Parameters



Figure 2: Comparison of cost functions generated by the barrier function candidates; **a**) and **b**) limited to value 10.

R_s	0.822 Ω
L_d	0.016 H
L_q	0.024 H
Ψ_{PM}	$0.097 \times 10^{-3} \mathrm{Wb}$
Pp	5
J	$0.870 \times 10^{-3} \mathrm{kg}\mathrm{m}^2$
I_R	10 A

Table 1: Parameters of the PMSM

of the PMSM are in the Table 1. Other weights in the computation of the cost function were kept the same during all simulations. Ability to behave like a barrier function was tested on the step change of the reference angular speed. All responses are shown in the Figure 3.



Figure 3: Step responses of the system controlled by controller with different barrier functions; black - reference, blue - logarithmic, red - reciprocal of the absolute value, green - signum approximation.

Behavior of the system controlled by controller with the barrier function given by reciprocal of the absolute value is not standard compared to other two. Reason to that can be seen in the current in dq reference frame in the Figure 4.



Figure 4: Current in *dq* frame; blue - logarithmic, red - reciprocal of the absolute value, green - signum approximation

Currents in the dq frame have shown that reciprocal of the absolute value is not eligible candidate for the barrier function. Controller was not able to keep the current within its limits. On the other hand, controller with the signum approximation was able to return the current back into its limits after a short time. There fore, it can be promising candidate for the barrier function.

5 CONCLUSION

Interpretation of the constraints is one of the main parts in optimization and model predictive control. Aim of this paper was to show the possibility of interpreting them by the barrier functions. Except standard approach of the logarithmic barrier, two more possible candidates were introduced: reciprocal of the absolute value and the approximation of the signum function. All three were tested on the PIL simulation of PMSM drive. Results have shown reciprocal of the absolute value is not able to perform functional blocking. Other candidate have shown promising results and its performance is highly dependent on the parameters of the function.

ACKNOWLEDGMENT

The completion of this paper was made possible by the grant No. FEKT-S-20-6205 - "Research in Automation, Cybernetics and Artificial Intelligence within Industry 4.0" financially supported by the Internal science fund of Brno University of Technology.

REFERENCES

- [1] ANDREI, N. Interior point methods. Springer Optimization and Its Applications 121 (2017), 343–380.
- [2] BOYD, S., AND VANDERBERGHE, L. Convex optimization. Cambridge university press, 2004.
- [3] PREINDL, M., AND BOLOGNANI, S. Model predictive direct torque control with finite control set for pmsm drive systems, part 2: Field weakening operation. *IEEE Transactions on Industrial Informatics* 9, 2 (2013), 648–657.
- [4] RODRIGUEZ, J., KAZMIERKOWSKI, M. P., ESPINOZA, J. R., ZANCHETTA, P., ABU-RUB, H., YOUNG, H. A., AND ROJAS, C. A. State of the art of finite control set model predictive control in power electronics. *IEEE Transactions on Industrial Informatics* 9, 2 (2013), 1003–1016.

MEASURING AND OPTIMIZATION METHODS OF ROBOTIC SYSTEMS IN A SIMULATION ENVIRONMENT

Tomas Benesl

Doctoral Degree Programme (3), FEEC BUT E-mail: xbenes23@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Zdenek Bradac E-mail: bradac@feec.vutbr.cz

Abstract: At this time it is necessary to use design tools and virtual model validation to plan the adaptation of algorithms to reduce costs and increase the efficiency of production systems. Using software tools it is possible to obtain and after that analyze data from the simulation environment. Using models and 3D space, it is also possible to analyze ranges of manipulators and collision areas. It is also possible to test robotic programs and find out the energy consumption, and possible cooperation of more robotic manipulators. This article discusses the use of ABB RobotStudio simulation tool for testing optimization algorithms and thus optimizing energy consumption. The article describes the measurement chain and contains measurement in simulation followed by the analysis of measured data.

Keywords: Trajectory planning, Simulation, Energy dependence, Optimization, Manufacturing systems

1 INTRODUCTION

Mechatronic industry most often uses industrial robotic systems. It is mainly used for material transfer, welding, machining, processing, joining, etc. Robotic systems can be characterized by high accuracy, speed, and great efficiency. For this reason, they are increasingly being used in industrial applications.

Simulation tools are increasingly used not only for research, but also for industrial applications, precommissioning testing, or for optimizing speed, power consumption, or multi-system collaboration. These simulations not only reduce production costs and thus reduce the cost of the final product, but also reduce the environmental burden by reducing electricity consumption or increasing energy efficiency. Other great advantages of the simulations are also the reduction of the error rate and the time to shut down the line when deploying or converting parts or entire production lines into production. In the simulation environment, you can test innovative ideas and algorithms to create methods to increase efficiency faster.

Robotic manipulators can be divided into two types - parallel and serial. However, the article deals only with the serial ones. Effector trajectory planning is an essential element of robotics and there are several ways to define the trajectory.

Most robotic systems are used for pick-and-place operations where it is not necessary to accurately track the endpoint of the effector. In this case, is depending only on the pick and place position. However, there are, for example, welding robots where it is necessary to define precisely an exact trajectory, including the required acceleration speeds, etc., in which case the energy optimization options are considerably reduced. For this reason, the article deals with the optimization of point-to-point movements, where trajectories can be adapted to the actual need for production, the load of the effector, etc.

2 OPTIMIZATION METHODS

There are a number of optimization methods for each stage of adjustments and also for different types of robotic systems. The implementation of optimization algorithms can be divided into three phases of creation of robotic workplaces - production line (process) design, commissioning, changes in the production process.

The biggest changes are possible at the design stage of the manufacturing process, at which time different types of robotic systems can be considered and one that has the best parameters and power consumption ratio for the application. It is also possible to choose a lighter robot with lower rigidity (precision and repeatability), but with significantly lower consumption, such a robotic system is particularly suitable for pick-and-place applications. The choice of a robot with optimal maximum payload is also critical at this stage. The robotic system with greater load capacity has much more weight and also energy consumption.

When commissioning and debugging production steps, a large part of idle times and operations, where the robotic system has to wait for another robot can be eliminated in case of shared workspace. The most challenging optimization can be during the runtime. In this case, it is a great advantage to use a simulation tool to test optimization algorithms without stopping production.

Nowadays, technologies for virtual commissioning or for the creation of digital twins are coming to the fore. This is very useful for energy optimization of these systems. It is possible to calculate their consumption from the known models of used machines and equipment. Some software already has built-in modules for energy consumption calculations (ABB RobotStudio, Siemens Tecnomatix Process Simulate, Catia, DS Delmia, Fanuc RoboGuide, etc.) that can be used for optimization.

The energy losses of robotic systems consist of mechanical and electrical losses. Actual consumption can be expressed as product of angular velocity and torque with consideration on mechanical and electrical efficiency (Equations 1) [5].

$$P = \sum_{n=1}^{n} M_n \cdot \omega_n \cdot \eta \quad [W] \qquad \eta = \frac{1}{\eta_m \cdot \eta_e}$$
(1)

The optimization problem can be viewed from several perspectives and thus define multiple criteria functions: minimal motion effort, minimal torque, minimal power consumption, minimal mechanical power consumption and minimum power consumption from the grid (considering recuperation between axes or robots).

$$\int_{0}^{T} M(t)^{2} dt = minimal \qquad \int_{0}^{T} \dot{M}(t)^{2} dt = minimal \qquad \int_{0}^{T} u(t)i(t)dt = minimal \qquad (2)$$
$$\int_{0}^{T} \omega(t)M(t)dt = minimal \qquad \int_{0}^{T} u_{grid}(t)i_{grid}(t)dt = minimal$$

After determining the optimization or criterion function, algorithms can be used to find optimal parameters and trajectories of robotic systems. When optimizing the trajectory, it is not always necessary and sometimes undesirable to change the path of the robot, but it is possible to change the parameters of speed, acceleration, and jerk to create more optimal parameters for predefined routes. Several algorithms are used to find the optimal trajectory can be find in papers [1], [2] etc. The optimal trajectory and parameters needs to be converted for robot commands [6].

3 SIMULATION TOOL

Robot cell simulation tools primarily serve to test robotic programs, robot ranges in the space model, and collaboration between robots, but this software are increasingly being used to optimize not only robot speeds but also for energy optimization. One of the tools that can be used for these simulations is ABB RobotStudio. The authors of the paper [3] deal with the choice of optimal parameters, wherein the simulation software they test the change in motion parameters depending on energy consumption and duration of the movement.

3.1 ABB ROBOTSTUDIO

ABB RobotStudio is the official software application for offline programming and simulation of ABB robots and robotic applications. Virtual robot models are in the application database and the software simulates a virtual controller that is identical to a real robot controller. Among other things, you can import your own models, assign them physics and test the functionality of not only the robot but the entire robotic line. RAPID language or virtual teach-pendant can be used for programming. By making the whole simulation offline, it is possible to test the design or construction of a new production line without stopping the existing one.

For energy optimization purposes, we use ABB RobotStudio to measure the energy demands of motion, depending on parameter changes and trajectory. These data can be transmitted via TCP communication to other software such as Matlab, where it is possible to evaluate in real-time to adapt the trajectory or robot parameters. Another option is to make a series of measurements and log these data using RobotStudio and then export as CSV.

3.2 ENERGY MEASUREMENT

The simulation was performed with an ABB robot IRB 120 3kg 0.58m and with a fixed payload of 2.5kg. Using RAPID, the motion parameters were modified and the same trajectory was executed.



Figure 1: Energy consumption and robot motion time as a function of acceleration and speed percentage limits

3.3 ROBOT PARAMETERS AND ENERGY-TIME DEPENDENCY

Using the module Signal analyzer actual drive power, total consumption and time were recorded.



Figure 2: Dependence of recovered energy on robot acceleration and speed percentage limits



Figure 3: Varying acceleration and speed percentage limits compared to time and energy consumption

These data were then evaluated in Matlab. It's obvious (see Figure 1), that energy consumption can be reduced by optimizing movement parameters. Measurements can also be used to find out when it needs to brake with drives, the time when the robot starts to generate energy.

From measurements in simulation (see Figure 2) it can be argued that if the acceleration and ramp parameters are higher than 55 % then the robot almost always has to actively brake. The only exception is the very low robot speed when it was not necessary to break actively.

The following Graph 3 shows the possibility of variation of robot parameters, while not changing motion time, energy consumption can be changed considerably up to 15 %.

4 CONCLUSION

The paper deals with possible optimization methods for minimizing the energy consumption of robotic systems. The first part of the article defines the criteria by which it is possible to optimize the robotic system (see Chapter 2).

ABB RobotStudio software was used for the measurement (see Chapter 3.1), which uses the module *Signal analyzer* is able to measure selected data and export. These data can then be analyzed. Matlab software was used for data analysis. Measured data (see Chapter 3.3) show that by altering the parameters a considerable amount of energy can be saved. At higher speeds and accelerations, an energy generation that corresponds to approximately 7 % total energy consumed during movement can be measured. In my opinion, however, with the increasing weight of the robot and the payload, the proportion of the recuperated energy will increase.

Future work on this problem involves creating a robotic site with two or more robots to schedule their movements so that recuperated energy can be used. Another extension is the autonomous trajectory planning, depending on the optimum utilization of the recovered energy of the entire system. Sharing a DC link is addressed by the authors of the paper [4], where they are considering the use of energy storage (capacitors) for storing and possibly sharing an energy that would normally be burned on the braking resistor.

ACKNOWLEDGEMENT

The completion of this paper was made possible by the grant No. FEKT-S-20-6205 - "Research in Automation, Cybernetics and Artificial Intelligence within Industry 4.0" financially supported by the Internal science fund of Brno University of Technology.

REFERENCES

- [1] A. Abe. An effective trajectory planning method for simultaneously suppressing residual vibration and energy consumption of flexible structures. *Case Studies in Mechanical Systems and Signal Processing*, 4:19 27, 2016.
- [2] R.-F. Fung and Y.-H. Cheng. Trajectory planning based on minimum absolute input energy for an lcd glass-handling robot. *Applied Mathematical Modelling*, 38(11):2837 2847, 2014.
- [3] M. Gadaleta, G. Berselli, M. Pellicciari, and M. Sposato. A Simulation Tool for Computing Energy Optimal Motion Parameters of Industrial Robots. *Procedia Manufacturing*, 11(June):319–328, 2017.
- [4] D. Meike and I. Rankis. New type of power converter for common-ground dc bus sharing to increase the energy efficiency in drive systems. In 2012 IEEE International Energy Conference and Exhibition (ENERGYCON), pages 225–230, Sep. 2012.
- [5] Paryanto, M. Brossog, M. Bornschlegl, and J. Franke. Reducing the energy consumption of industrial robots in manufacturing systems. *International Journal of Advanced Manufacturing Technology*, 78(5-8):1315–1328, 2015.
- [6] M. Plooij and M. Wisse. A novel spring mechanism to reduce energy consumption of robotic arms. *IEEE International Conference on Intelligent Robots and Systems*, pages 2901–2908, 2012.

TRANSFER LEARNING FOR DEEP CONVOLUTIONAL NEURAL NETWORK FROM RGB TO IR DOMAIN

Adam Ligocki; Aleš Jelínek

Doctoral Degree Programme (3), FEEC BUT; Researcher, CEITEC BUT E-mail: adam.ligocki@vutbr.cz; ales.jelinek@ceitec.vutbr.cz

> Supervised by: Luděk Žalud E-mail: zalud@feec.vutbr.cz

Abstract: In this paper, we are presenting a proof of concept of our system for training of the YOLOv3 neural network for object detection of vehicles in thermal camera images. Our approach is unique in the way we are using a dataset containing a large number of synchronized range measurements as well as RGB and thermal images. We are using the existing YOLO toolkit to detect objects on the RGB images, we estimate detection distance by the LiDAR and later we reproject these detections into the IR image. In this way, we have created a large dataset of annotated thermal images that helped us to significantly improve the performance of the neural network at the IR domain.

Keywords: 1

1 INTRODUCTION

These days we can see the dramatic evolution of the method for autonomous robots and self-driving cars. One of the major staff for these algorithms is to be able to understand the robot's surroundings. Because of this, we need to develop perception techniques that would allow robots to sense and interact with objects around them. In this paper, we show the possibility of retraining neural networks on an automatically created dataset of the annotated thermal images. In this way, we have been able to significantly improve the detection performance of the network on the grayscale thermal images.

2 RELATED WORKS

The neural network (NN) is a very effective machine learning technique, for handling large amounts of data. For a very long time, neural networks have been only toys for an academic sphere and had practically no usage in real-life products or the industry. The game changed in 2012 when the paper about AlexNet [5] had been published. Authors for the first time have trained a neural network model that dramatically outperformed current conventional computer vision methods. Is was mainly possible by the growing computational power of the graphic cards (GPU). Since the ResNet [2] had been discovered, we can talk about the neural network revolution. During the last five years, convolutional neural networks (CNN) completely changed the field of object recognition and detection, complex signal processing, etc. Convolutional neural networks have penetrated a wide range of scientific fields as well as industry and the number of applications is still growing.

2.1 OBJECT DETECTION NEURAL NETWORKS

The most common tasks solved by convolutional neural networks on image data is the object classification and object detection and semantic segmentation. If we talk about the object classification, we usually have on mind the problem when the neural network has to decide what type of object is on the image, is it a dog, a cat or a car, etc. In this case, the neural network handles the entire image as a single object representation. On the other hand, when we are talking about object detection we mean to find the object on the image, define its boundaries and specify the class, that the object belongs to. There are a large number of various methods, how to perform object detection, but one of the most common these days is the convolutional neural network called YOLO.

2.2 OBJECT DETECTION ON THERMAL IMAGES

If we try to perform object detection with a neural network, that was trained on a common RGB image dataset, we are going to get a satisfactory result, because the neural network focuses on generic geometrical shapes of the objects at the image. Even so, there is no color information that the pre-trained neural network expects. We can improve the results by fine-tuning the model on the labeled thermal images. There is a large number of those papers [3] in the scientific community. There are also many case-specific applications [11] of the pre-trained neural networks directly on the labeled thermal image data. A very nice example is the FLIR dataset https: //www.flir.com/oem/adas/adas-dataset-form/. There are even very interesting ideas of multi-spectral combination of RGB and IR images [12] into a single multi-channel image, human detection [4] or IR video object tracking [6]. However all these approaches expect hand-labeled datasets for a training-from-scratch model, or fine-tuning the existing ones.

2.3 YOLO NEURAL NETWORK

Firstly introduced in 2016, YOLO [9] is one of the most used methods for object detection. Since the origins, YOLO has evolved into many forms and modifications[10], which improves the detection performance or optimizes the computational complexity of the network.

The basic idea of this architecture is to feed the neural network with the input image and the neural network detects the pre-trained geometrical features. The layers at the beginning of the neural network detect the primitive entities, like lines, edges, corners, etc. The later layers detect more and more complex structures. Based on these high level features the neural network divides the input image into several dozens of cells and for every cell it proposes few bounding boxes, where each bounding box says the position and the probability that the given object is present in the cell. The bounding boxes with a sufficient level of certainty are accepted as relevant predictions.

3 MAPPING DETECTIONS FROM RGB TO IR DOMAIN

3.1 BRNO URBAN DATASET

The basic idea is to use the existing open-source dataset [7], we have released previously. The dataset contains a unique combination of RGB and thermal camera images, a full 360° LiDAR scans and precise RTK GNSS data with 3D IMU information. All those data are recorded all at once in the real traffic situations in the mid-size city, so it contains many different images of cars, pedestrians, tramways, bicycles, animals, etc.

3.2 OBJECT DEPTH ESTIMATION

The idea is to use this large scale dataset with over 350 km and ten hours of recordings to generate a large amount of labeled IR images. As the car with the recording sensory frame moves through the city, it scans the environment and precisely measures its position by the RTK GNSS several times per second. By fusing this information with the IMU data we can estimate the position of the car with centimeter precision. As we know the position in time, we can compensate for the LiDAR distortion that was caused by the car's movement. Additionally, if we integrate the LiDAR scans over-time, we can get a precise model of the surroundings of the car.



Figure 1: 1 (red) - the YOLO neural network detects objects in the RGB image. This 2D detection can be represented as a 3D frustum in the real world. 2 (blue) - the LiDAR measures object distance.
3 (green) - by combining LiDAR data and 3D frustum, we can estimate the frontal plane of the detected object. 4 (yellow) - the detected object's plane is reprojected into the IR camera.



Figure 2: An example of the RGB detections mapped onto the thermal camera using the distance estimate from time-integrated LiDAR scans.

As we have the integrated LiDAR scan in the global frame coordinate system, we can reproject every single 3D point into the RGB camera frame by the eq 1.

$$P_{RGB} = I_{RGB} * TF_{global2RGB} * P_{global} \tag{1}$$

where P_{global} is a 3D point in global coorddinates, $TF_{global_to_RGB}$ is a transformation from global to RGB camera coorddinates, I_{RGB} is the intrinsic matrix of the RGB camera and P_{RGB} is a 2D point projected into the RGB image frame.

3.3 DETECTIONS MAPPING

With the precise point cloud model of the environment, we can project the point cloud model into the RGB images on which the pre-trained YOLO neural network has performed object detection. This way, we place the detections into the 3D space and project them back into the IR camera. With this procedure, we can map all of RGB YOLO detected objects onto the thermal images, as shown on fig 1 and fig 2.

4 TRANSFER LEARNING

Because the training of a neural network from scratch is extremely difficult and requires a large amount of labeled data and computational power, we have decided to use the technique called "Transfer Learning" [8], [13]. The basic principle is to use an already existing model (neural network in our case) and adapt the entire model or only some parts of it. A great example of using transfer learning is the [1], where authors used a pre-trained neural network and adjusted it to a problem of skin cancer detection with results comparable w.r.t. human capabilities.



Figure 3: Comparison of the original neural network's detections (top) and the same images interfered with fine-tuned neural network (bottom).

4.1 YOLO IMPLEMENTATION

For the image-neural network interference, we have used the open-source project available publicly on GitHub https://github.com/eriklindernoren/PyTorch-YOLOv3. It is a YOLOv3 implementation based on the PyTorch framework. This code allows us to use the pre-trained weights to perform detection on the IR dataset and also it allows us to train the neural network from scratch as well as fine-tune already pre-trained weights.

4.2 **PERFORMANCE IMPROVEMENT**

The neural network learning has been performed on a dataset of 3059 images that have been taken from the existing dataset and do contain at least one vehicle at it. 2181 of them was used as a training set and 878 as a validation one. The already mentioned above, the neural network framework allows us to train YOLO architecture with the pre-trained weights. We have used the one available at https://pjreddie.com/media/files/yolov3.weights. The neural network has been trained for 10 epochs, which took about one hour on the NVidia 1080 Ti graphic card.

The results have been tested by the program that is also the part of the mentioned framework, and that allows us to use pre-trained neural network weights, and compare the validation dataset detections and labels expressed as an intersection over union (IoU) between the ground truth bounding boxes and the detection bounding boxes. The performance has been improved from 0.513 up to 0.639 for vehicle class. For several examples see fig 3. The IoU score of 1 means that both detected and ground truth boxes are identical. The IoU of 0 means that boxes are completely missing each other.

As figure 3 shows, there is a great improvement in the number of detected objects that lays at a larger distance. On the other hand the objects that are very close to the camera the reprojection causes distortion of the real object's bounding boxes.

5 CONCLUSION

In this paper we have shown a proof of concept, that deals with the fine-tuning of the existing YOLOv3 neural network, that has been trained on RGB images, and transferring the knowledge to the thermal image domain (grayscale representation). We have created a system for mapping YOLO's output from RGB images into the corresponding IR images. This way, we have automatically created a new annotated IR dataset. This dataset was later used to fine-tune YOLO's weights and significantly improve neural network performance.

ACKNOWLEDGEMENT

The completion of this paper was made possible by the grant No. FEKT-S-20-6205 - "Research in Automation, Cybernetics and Artificial Intelligence within Industry 4.0" financially supported by the Internal science fund of Brno University of Technology.

REFERENCES

- A. Esteva, B. Kuprel, R. A. Novoa, J. Ko, S. M. Swetter, H. M. Blau, and S. Thrun. Dermatologist-level classification of skin cancer with deep neural networks. *Nature*, 542(7639):115–118, 2017.
- [2] K. He, X. Zhang, S. Ren, and J. Sun. Deep residual learning for image recognition. In *Proceedings of the IEEE conference on computer vision and pattern recognition*, pages 770–778, 2016.
- [3] C. Herrmann, M. Ruf, and J. Beyerer. Cnn-based thermal infrared person detection by domain adaptation. In *Autonomous Systems: Sensors, Vehicles, Security, and the Internet of Everything*, volume 10643, page 1064308. International Society for Optics and Photonics, 2018.
- [4] M. Ivašić-Kos, M. Krišto, and M. Pobar. Human detection in thermal imaging using yolo. In Proceedings of the 2019 5th International Conference on Computer and Technology Applications, pages 20–24, 2019.
- [5] A. Krizhevsky, I. Sutskever, and G. E. Hinton. Imagenet classification with deep convolutional neural networks. In *Advances in neural information processing systems*, pages 1097–1105, 2012.
- [6] C. Kwan, B. Chou, J. Yang, and T. Tran. Compressive object tracking and classification using deep learning for infrared videos. In *Pattern Recognition and Tracking XXX*, volume 10995, page 1099506. International Society for Optics and Photonics, 2019.
- [7] A. Ligocki, A. Jelinek, and L. Zalud. Brno urban dataset-the new data for self-driving agents and mapping tasks. *arXiv preprint arXiv:1909.06897*, 2019.
- [8] L. Y. Pratt. Discriminability-based transfer between neural networks. In Advances in neural information processing systems, pages 204–211, 1993.
- [9] J. Redmon, S. Divvala, R. Girshick, and A. Farhadi. You only look once: Unified, real-time object detection. In *Proceedings of the IEEE conference on computer vision and pattern recognition*, pages 779–788, 2016.
- [10] J. Redmon and A. Farhadi. Yolov3: An incremental improvement. *arXiv preprint arXiv:1804.02767*, 2018.
- [11] C. D. Rodin, L. N. de Lima, F. A. de Alcantara Andrade, D. B. Haddad, T. A. Johansen, and R. Storvold. Object classification in thermal images using convolutional neural networks for search and rescue missions with unmanned aerial systems. In 2018 International Joint Conference on Neural Networks (IJCNN), pages 1–8. IEEE, 2018.
- [12] K. Takumi, K. Watanabe, Q. Ha, A. Tejero-De-Pablos, Y. Ushiku, and T. Harada. Multispectral object detection for autonomous vehicles. In *Proceedings of the on Thematic Workshops of ACM Multimedia 2017*, pages 35–43, 2017.
- [13] S. Thrun and L. Pratt. *Learning to learn*. Springer Science & Business Media, 2012.

DRIVER BEHAVIOUR ANALYSIS METHOD USING VEHICLE DRIVING SIMULATOR

David Michalík

Doctoral Degree Programme (1st year), FEEC BUT E-mail: xmicha61@stud.feec.vutbr.cz

> Supervised by: Petr Fiedler E-mail: fiedlerp@feec.vutbr.cz

Abstract: This paper is mainly focused on the development of a vehicle driving simulator in order to analyse human behaviour while driving a car. Using a vehicle driving simulator is a safe and financialy available method for measuring data about the driver, so a custom made car driving simulator is used. Multiple scenarios were created in order to analyse specific parameters of the driver, e.g. reaction time, driving style, and fatigue detection. A sample of the data is presented, showing that the data obtained from the simulator is relevant and could be used to improve our understanding of human behaviour while driving a car and greatly improve safety on the roads.

Keywords: data analysis, driver behaviour, car driving simulator, human reaction time, unreal engine, virtual reality

1 INTRODUCTION

In all of modern technologies, safety is the most important parameter that needs to be focused on. Scientists and engineers are trying to find a way to combine adequate safety precautions in all fields while trying to maintain a reasonable price for the product. The same goes for car industry and development of new technologies that are implemented in modern cars. A lot of tests are being held in order to test the vehicles or drivers (for example the moose test). However, they tend to be costly and - most importantly - potentially dangerous for the test subjects (drivers). In order to create a safe environment for these tests to be held, a vehicle driving simulator is a good alternative to these tests. Engineers and researchers can create multiple scenarios that may be difficult to simulate in real life. Such a simulator is being developed in order to analyse human behaviour while driving a vehicle and to measure important data about the virtual vehicle and driver himself.

2 DRIVER BEHAVIOUR

Man-machine systems are a specific kind of systems, in which a human is using a complex tool (a machine). In this case, a driver driving a car is considered to be such a system. In these systems, a person is considered to be a controller for the whole system. Reacting accordingly to information given - regulating speed, turning the steering wheel, changing gears, etc. All of these reactions (regulatory inputs) are heavily influenced by experience. [1] The human controller is always learning, adapting and such a controller can be represented and evaluated. However, the important part of human behaviour cannot be measured - and that is human consciousness. With this in mind, we are trying to find a model that represents human driver behaviour the most. [2]

A person's actions in man-machine systems depend on a system that is being controlled. These actions can be divided into three categories[2]:

- Skill-based behaviour the lowest level of control, based on automated and fast reactions (e.g. keeping the vehicle in lane).
- Rule-based behaviour more difficult tasks are begin performed. These tasks have a specific execution based on rules or learned procedures (e.g. overtaking, turning).
- Knowledge-based behaviour the highest level of control. A person analyses multiple inputs and creates an optimal plan based on the person's knowledge and experience (e.g. planning a route based on the actual traffic)

3 CAR DRIVING SIMULATOR

Car driving simulator is an application that is being developed in order to analyse a driver's behaviour. The main advantage of having our own developed simulator is that we can create any kind of scenario in order to measure different types of data about a driver. Compared to the commercial simulators or even computer games, where any kind of interference in the application is considered a violation of licence agreement.



Figure 1: Car driving simulator diagram

Car driving simulator is developed in Unreal Engine 4 (UE4), which is a game engine used mainly for developing computer or console games, but can serve as a suitable framework (based on C++) for research applications. It has multiple advantages and offers us advanced graphics to create real-life looking environment, implemented PhysX vehicle model, custom C++ functions, multiple assets, VR (virtual reality) development compatibility and much more.

There are important parts of the application, which are shown in the diagram in Fig. 1. Unreal Engine offers a framework on which Car driving simulator (CDS) application is developed. CDS has implemented vehicle model with behaviour handled by PhysX, multiple scenarios, levels (maps) and the environment itself with highways, roads, nature, etc. For the input device, a Logitech G920 Steering

wheel with pedals is used. The application then gathers data from the input device and environmental objects (line, car,...) and stores it in a .csv (comma-separated values) file with a custom made blueprint C++ function.

For a driver that is being tested on the simulator, the main part is his immersion in the simulation. To make the simulator as realistic as possible, the CDS offers two ways for the driver to ride through the scenarios. A standard with an ultra-wide monitor, or with a more immersive VR headset. In this case, Oculus Rift S is being used. The input devices work the same way in both possibilities. A test subject driving through a calibration level could be seen in Fig. 2.



Figure 2: First person car view with head-up display (HUD)

In both of the above mentioned ways to operate the CDS, the test subject has a user interface on his display. This user interface (as seen in Fig. 2) offers the driver multiple information about the car and the current scenario (e.g. current vehicle speed, current gear, line distance, visual warning of changing lanes, etc.).

3.1 MEASURED DRIVER PARAMETERS

There are several key parameters that need to be measured in order to analyse human behaviour while driving a vehicle:

- Following a specific route the driver needs to follow a specific route (in CDS the driver needs to follow a line that is shown or keep the vehicle in a specific lane). Data obtained from such scenarios could be used to detect a driver's fatigue.
- Reaction time sudden changes occur and create the most dangerous situations on the road. A driver's reaction time could be measured while detecting a sudden appearance of an object on the road.
- Driving style analysis with more focus on the input data from the driver (amount of steering wheel turning or pedal force applied).

According to these parameters, several scenarios were created in CDS in order to gather important data about the driver.

3.2 MEASUREMENT SCENARIOS

Highway – Step response

In this scenario, the driver needs to follow a line which is shown to him in his user interface. The level consists of a straight road (highway) which is over 8 kilometers long. After the driver reaches configured vehicle speed, the line changes its position in random time intervals. This change represents a step function, so from the measured data we can analyse a driver's reaction time and data from input devices.

Highway – Long distance ride

The Long distance ride scenario is represented by a long highway loop, which takes around 15 to 25 minutes to ride through (depending on the maximum velocity set on the vehicle). The only objective of this scenario is to ride through the highway multiple times while trying to stay in the same lane. When the driver goes too far from the lane, a visual warning is shown (as seen in Fig. 2) and the driver is supposed to act accordingly. This simulates a long ride on a highway in which the driver could be suffering from fatigue and sleepiness.

Calibration scenario

A simple scenario in which the driver rides around a level that contains a road with small curves and a few traffic cones. The purpose of this scenario is for the driver to be accustomed to the behaviour of the vehicle. No data is measured.

Highway - Sudden obstacle scenario

Similar to the Step response scenario, it consists of a long highway with no turns. In this case, the driver's objective is to ride straight in the lane the vehicle is spawned in. However, in a random time interval, an object is spawned in front of the driver. This again simulates a step function. The main difference is that the driver does not expect a sudden change. Data from the steering wheel and pedals as well are stored and analysed.

Moose test scenario

The Moose test scenario is based on a real life test in which the capabilities and dynamics of the vehicle are being measured. It is defined by ISO 388-2:2011, which defines the dimensions of the testing track, required vehicle behaviour and the maneuver that the driver needs to perform. It is mainly used to test the behaviour of the vehicle model implemented in the CDS. [3]

4 DATA MEASUREMENT

Data from the scenarios is being measured and stored in a .csv file. An example of measured data from the Highway - Step response scenario is shown in Fig. 3b. A link between distance from line and steering wheel angle could be observed. While the line changes its position (simulating a step function), the driver starts to react accordingly with a delay (which is equal to the driver's reaction time) to lower the distance as fast as possible. In Fig. 3a, an uneven sampling could be observed. This is caused by the Unreal Engine 4 framework itself because the fastest time interval is defined by the Tick function. This function is called every rendered frame. Therefore it can be said that the sampling period is highly determined by the hardware the application is running on. On the other hand, as H.J. Landau states, the average sampling frequency needs to be two times bigger than the maximum frequency of the spectrum. [4] The theorem guarantees that as long as the frames per second are on a certain level, the data from the simulator can be considered valid. We deal with sampling non-uniformities via mathematical method presented in [5].



Figure 3: Graphs displaying acquired data from the CDS

5 CONCLUSION

Creating a driver behaviour model could be considered as a difficult task. Current models suffer from a lack of measured data. In order to overcome this obstacle, vehicle driving simulators are used to gather large amounts of data with a focus on safety and low financial burden. Currently a vehicle driving simulator is being developed, with focus on measuring relevant data and creating scenarios that enable us to simulate real-life situations in which a driver's style of driving and behaviour could be observed. We strongly believe that in the future, this simulator with its measured data could have a huge impact on increasing the safety of vehicles and therefore on the roads.

6 ACKNOWLEDGEMENT

The completion of this paper was made possible by the grant No. FEKT-S-20-6205 - "Research in Automation, Cybernetics and Artificial Intelligence within Industry 4.0" financially supported by the Internal science fund of Brno University of Technology.

REFERENCES

- Mulder, M., Pool, D., Abbink, D., Boer, E., Zaal, P., Drop, F., van der El, K. and van Paassen, M., 2018. Manual Control Cybernetics: State-of-the-Art and Current Trends. IEEE Transactions on Human-Machine Systems, 48(5), pp.468-485.
- [2] Rasmussen, J., 1986. Information Processing And Human-Machine Interaction. New York: North-Holland.
- [3] Vehico.com. 2020. VEHICO ISO Lane Change Test. [online] Available at: https://www.vehico.com/index.php/en/applications/iso-lane-change-test [Accessed 14 March 2020].
- [4] H. J. Landau, Necessary density conditions for sampling and interpolation of certain entire functions, Acta Math., vol. 117, pp. 37-52, 1967, doi: 10.1007/BF02395039.
- [5] F. Marvasti, M. Analoui, and M. Gamshadzahi, Recovery of signals from nonuniform samples using iterative methods, IEEE Transactions on Signal Processing, vol. 39, no. 4, pp. 872878, Apr. 1991, doi: 10.1109/78.80909.

Doktorské projekty

Kybernetika a automatizace II

COMPARISON OF DISCRETIZATION METHODS

Vilém Kárský

Doctoral Degree Programme (3), FEEC BUT E-mail: xkarsk01@stud.feec.vutbr.cz

> Supervised by: Pavel Jura E-mail: jura@feec.vutbr.cz

Abstract: This paper deals with discretization of the continuous systems. There will be presented two common methods how to do this job and one uncommon. The uncommon method is to look at the system as filter. So the system could be implemented as a FIR filter. In the end of this paper these methods will be compared.

Keywords: Convolution, Discretization, Impulse response, FIR filtering, Equivalent Z-transfer function

1 INTRODUCTION

In this time we often need to implement continuous systems into microcontrollers. Microcontrollers unfortunately can only work with discrete systems, so we need to calculate discrete model of the continuous system which we will implement into microcontroller. There are many methods ho to do this job, but much of these methods work directly with transfer functions. In this paper we will show method which is based on discretization of the impulse response of the continuous system and implement it as a FIR (finite impulse response) filter.

2 MOST COMMON METHODS

In this section we will deal with bilinear transform (Tusntin's method) and with method which uses step-response of continuous system to obtain equivalent discrete transfer function. These methods consume very low computation power.

2.1 BILINEAR TRANSFORM

The simplest method of discretization of the continuous system is to use bilinear (Tustin's) transform [1] according to:

$$p = \frac{2}{T_{\nu z}} \frac{z - 1}{z + 1},$$
(1)

where T_{vz} is sampling period, p is continuous p operator and z is discrete z operator. From this discrete transfer function we could compute a difference equation which is possible to implement into a microcontroller.

2.2 EQUIVALENT Z-TRANSFER FUNCTION

This method of discretization is based on discretization of the step-response of the continuous system. First step is to compute impulse response

$$h(t) = \mathscr{L}^{-1}\left\{\frac{1}{p}F(\mathbf{p})\right\},\tag{2}$$

where h(t) is step-response, \mathcal{L}^{-1} means inverse Laplace transform and F(p) is our continuous transfer function. Second step id to sample this step-response

$$h(k) = h(t)|_{t=k \cdot T_{v_z}},$$
(3)

where T_{vz} is sampling period. In the next step we could obtain discrete transfer function

$$F(\mathbf{z}) = \frac{\mathbf{z} - 1}{\mathbf{z}} \mathscr{Z}\{h(k)\},\tag{4}$$

where \mathscr{Z} means Z-transform. This final discrete transfer function can be transformed into difference equation which could be implemented into a microcontroller.

3 SYSTEM IMPLEMENTATION AS FIR FILTER

In this section we will look at the system as on the FIR filter. So we need to obtain impulse response, sample it and then finally compute convolution in microcontroller. Main disadvantage of this method is that this method consumes quite a lot of computation power.

First step in this method is to obtain impulse response

$$g(t) = \mathscr{L}^{-1}\left\{F(\mathbf{p})\right\},\tag{5}$$

so we need to calculate inverse Laplace transform of our continuous transfer function. Second step is to sample our impulse response

$$g(k) = g(t)|_{t=k \cdot T_{vz}} \tag{6}$$

And finally we can filter input signal according to

$$y(k) = T_{vz} \sum_{i=0}^{N} g(k-i)u(i),$$
(7)

where N is length of g(k) and u(i) is input signal. As you can see, this method consumes quite a lot of computation power. On the other hand, this method could be used for implementation of the fractional order transfer functions, where another methods doest work well. How was written in [2, 3, 4] it is possible to obtain impulse response of fractional order transfer function.

4 EXAMPLE

Lets assume we have continuous system described

$$F(\mathbf{p}) = \frac{1}{\mathbf{p}+2},\tag{8}$$

and we want to implement it into microcontroller. We will compare previous three method.

4.1 BILINEAR TRANSFORM

Lets substitute p in our transfer function (8):

$$F(z) = \frac{1}{\frac{2}{T_{vz}} \cdot \frac{z-1}{z+1} + 2} = \frac{z+1}{\left(\frac{2}{T_{vz}} + 2\right)z + 2 - \frac{2}{T_{vz}}} = \frac{1+z^{-1}}{\left(\frac{2}{T_{vz}} + 2\right) + \left(2 - \frac{2}{T_{vz}}\right)z^{-1}}.$$
(9)

From this discrete transfer function we can get difference equation

$$u(k) + u(k-1) = \left(\frac{2}{T_{vz}+2}\right)y(k) + \left(2 - \frac{2}{T_{vz}}\right)y(k-1),$$
(10)

where T_{vz} is sampling period, u(k) is input signal and y(k) is output signal. This equation can be easily implemented into microcontroller.

4.2 EQUIVALENT Z-TRANSFER FUNCTION

For the first step we need to get step response of our transfer function (8):

$$h(t) = \mathscr{L}^{-1}\left\{\frac{1}{p}\frac{1}{p+2}\right\} = \frac{1}{2}\left(1 - e^{-2t}\right).$$
(11)

Now we can discretizate this step response

$$h(k) = h(t)|_{t=k \cdot T_{vz}} = \frac{1}{2} \left(1 - e^{-2t} \right)|_{t=k \cdot T_{vz}} = \frac{1}{2} \left(1 - e^{-2kT_{vz}} \right).$$
(12)

Now we can compute Z-transform of h(k) and obtain discrete transfer function

$$F(z) = \frac{z-1}{z} \mathscr{Z}\{h(k)\} = \frac{1}{2} \frac{z-1}{z} \left(\frac{z}{z-1} - \frac{z}{z-e^{-2T_{vz}}}\right) = \frac{1}{2} \frac{\left(1-e^{-2T_{vz}}\right)z^{-1}}{1-e^{-2T_{vz}}z^{-1}}.$$
 (13)

From this discrete transfer function we can calculate difference equation

$$y(k) = \frac{1}{2} \left(1 - e^{-2T_{\nu z}} \right) u(k-1) + e^{-2T_{\nu z}} y(k-1),$$
(14)

where T_{vz} is sampling period, u(k) is input signal and y(k) is output signal. This equation can be easily implemented into microcontroller.

4.3 SYSTEM AS A FIR FILTER

In this subsection we compute impulse response, which will be used as a FIR filter. In this process we get

$$g(t) = g(t) = \mathscr{L}^{-1} \{ F(\mathbf{p}) \} = \mathscr{L}^{-1} \left\{ \frac{1}{\mathbf{p} + 2} \right\} = \mathbf{e}^{-2t}.$$
 (15)

Now we can discretizate this impulse response.

$$g(k) = g(t)|_{t=k \cdot T_{vz}} = e^{-2t}|_{t=k \cdot T_{vz}} = e^{-2kT_{vz}}.$$
(16)

So in this point we have coefficients of the FIR filter an now we can implement our discretized system into microcontroller. Final sampled (sampling period $T_{vz} = 10^{-3}s$) impulse response you can is in figure 1.



Figure 1: Impulse response

4.4 METHODS COMPARISON

To compare results of previously mentioned methods lets show response to unity step function

$$\sigma(k) = \begin{cases} 0 & \text{if } k < 0\\ 1 & \text{if } k \ge 0 \end{cases}$$
(17)

which is used as an input signal to our systems. The sampling period T_{vz} for all systems was chosen to $T_{vz} = 10^{-3}s$. So the final difference equation for system discretized by bilinear transform is

$$y(k) = \frac{u(k) + u(k-1) + 1998y(k-1)}{2002}.$$
(18)

Final difference equation for system discretized using equivalent Z-transfer function is

$$y(k) = 9,99 \cdot 10^{-4} u(k-1) + 0.998 y(k-1)$$
⁽¹⁹⁾

The response to unity step signal is showed in figure 2. As you can see the results are the same, so all of these methods work really well.

5 CONCLUSION

In this paper were shown methods to discretizate continuous system. The classical methods are easy to implement and they consume really low of computation power. On the other hand implement discretized continuous system as a FIR filter and compute discrete convolution consumes much more computation power but it allows us to implement not only integer order systems but also fractional order systems.



Figure 2: Response to input signal

ACKNOWLEDGEMENT

The completion of this paper was made possible by the grant No. FEKT-S-20-6205 - "Research in Automation, Cybernetics and Artificial Intelligence within Industry 4.0" financially supported by the Internal science fund of Brno University of Technology.

REFERENCES

- [1] LEONIDES, C. T., ed. Control and Dynamic Systems: Advances in Theory and Applications. Academic Press, 1980. ISBN 9780323152624.
- [2] KÁRSKÝ, V. COMPARISON OF THE MITTAG-LEFFLER FUNCTIONS AND LAGUERRE FUNCTIONS FOR EVALUATING THE INVERSE LAPLACE TRANSFORM. In Proceedings of the 25th Conference STUDENT EEICT 2019. 2019. p. 541-545. ISBN: 978-80-214-5735-5.
- [3] KÁRSKÝ, V. GENERALIZED LAGUERRE FUNCTIONS TO CALCULATE THE INVERSE LAPLACE TRANSFORM. In Proceedings of the 24th Conference STUDENT EEICT 2018. 2018.
 p. 368-372. ISBN: 978-80-214-5614-3.
- [4] KÁRSKÝ, V. PARAMETERIZING GENERALIZED LAGUERRE FUNCTIONS TO COMPUTE THE INVERSE LAPLACE TRANSFORM OF FRACTIONAL ORDER TRANSFER FUNCTIONS. Mendel Journal series, 2018, vol. 2018, no. 24, p. 79-84. ISSN: 1803-3814.

SMART MOVING STORAGE CONVEYOR

Tomas Sykora

Doctoral Degree Programme (1), FEEC BUT E-mail: xsykor23@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Zdenek Bradac E-mail: bradac@feec.vutbr.cz

Abstract: This article deals with the problem of conveyor, which at the same time serves as a temporary storage of finished products. The construction of storage is given by closed circuit conveyor. Information about the final product is known for compliance with Industry 4.0 standards and is important for the future operation of storage. Conveyor must also be synchronized with the robotic SCARA manipulator, because the conveyor must be constantly moving due to distribution. The SCARA manipulator fills the conveyor with finished products, which are distributed to customers using this conveyor. The whole work is realized with an emphasis on the principles of Industry 4.0, because it is one part of a larger production unit.

Keywords: conveyor, storage, PLC, Industry 4.0, SCARA

1 INTRODUCTION

In today's accelerated times, great emphasis is placed on shortening the time of production and distribution of final products. This is leads to a major boom in the Industry 4.0 concept, which introduces new technologies and insights into the industry. This concept tries to bring more modifications of the product according to the customer's wishes, while maintaining production costs. The concept comes from the initiative of German industry, which wants to make progress in production.

In connection with this standard, the idea of merging conveyor and storage functionality arose. This would result in significant savings in warehouse space. At the same time, greater utilization of conveyor belts is achieved. This connection creates a movable storage.

2 INDUSTRY 4.0

The first industrial revolution broke out at the end of the 18th century and took place under the sign of the manufactories that the energy of watercourses and steam.

The second took place at the beginning of the 20th century. They characterized hertrack production, use of electricity and internal combustion engines.

The third revolution started in the 1970s century with the advent of microprocessor, the use of computers and automation of individual productionlines.

The fourth industrial revolution is represented by cyber-physical systems that will create "smart factories". Intelligent devices will take over some of the activities that people have done. Methods of machine perception, autoconfiguration and diagnostics and computer connection of machines and parts are envisaged. [1]
3 TESTBED

The component created and described in this article is part of a larger unit called Testbed Industry 4.0. This device is being developed at the Department of Control and Instrumentation, Faculty of Electrical Engineering and Communication, Brno University of Technology. The total working area of the tesbed id 2000 x 1000 mm. On this area are located production cells and other equipment. The whole facility consists of two floors. The upper work area can hold up to 6 production cells and also features a SCARA robotic manipulator and a wheelchair conveyor. The lower floor is used for supporting technologies so that the whole can form a complete factory. It is the control unit of the manipulator, IT technology and cooling for individual production cells. [2]

All autonomous cells placed on the desktop are made of an aluminum frame with a ground plan of 330 x 330 mm and a height of 500 mm. A specific trajectory is defined for each cell that the manipulator follows when inserting or removing a glass into the cell. There is an effort to unify these trajectories as much as possible so that the individual cells are as interchangeable as possible. [3]

4 CONVEYOR

The conveyor consists of a closed oval with ten trolleys. These carts are used to distribute ready-todrink beverages to customers and to collect empty glasses. The movement of the conveyor is provided by a stepper motor, which uses parts printed on the 3D printer to transmit the rotary movement of the shaft to a 1500 mm long toothed belt. The individual carriages are carried by means of pins that are attached to the belt. The track of these carts is given by a rail consisting of straight sections of aluminum profiles and curves printed on a 3D printer. Figure 1 shows the final form of the conveyor along with a description of the components used.



Figure 1: Implementation of the conveyor

4.1 USED COMPONENTS

All used components were selected with an emphasis on low cost and simple application. At the same time, it is a demonstration of a project that is functional and of good quality even at low cost. Lower component valency can be improved with good software implementation. Many machine parts are created using 3D printing. For example, there are ten carts that are specially shaped for glasses and color-coded for better recognition. Below is a brief description of all components used on the conveyor.

Now to the individual parts of the conveyor. The most important part is the control unit, which is a programmable logic controller (PLC) from Siemens S7-1200 series. Specifically, the 1214C DC/DC/DC. This PLC handles all conveyor peripherals. At the same time it is also extended with CM 1241 card for serial communication RS232. This card is added for communication with the robotic SCARA manipulator, which unfortunately does not have other peripherals.

The movement of the conveyor is ensured by a stepper motor, which creates sufficient torque combined with high precision. This accuracy is important with a view to achieving synchronization of the conveyor with the robotic manipulator. It is a stepper motor from the Microcon SX series, which is designed primarily for industrial use. The chinese stepper driver TB6600, which supports speed and direction control, was used to control the stepper motor. The micro-step and output current can be set using six DIP switches located on the top of the exciter. All signal terminals in the driver are designed for function with 5V logic. It was therefore necessary to adapt all high-speed optical separation so that it could be used on 24V PLC logic.

Sensors are also an important part of the conveyor, which are used to detect the cart and the contents of the glasses placed on them. Inductive sensors were used to detect the carts and capacitive sensors were used to detect glasses and their contents. If m sensors were used that can be connected to the AL1900 IO-link master. This has greatly reduced PLC inputs. This IO-link master serves as a communication gateway between intelligent sensors and the communication bus. [4]

A total of six capacitive sensors are used in the conveyor construction. They are used to detect the presence of glasses on individual carts and are also capable of detecting liquid inside the glass. With this functionality you can distinguish empty and full glasses or empty cart. This number of sensors has been chosen to provide sufficient coverage of the conveyor dispensing portion, which is necessary when the glass is removed from the conveyor belt and the glass is returned to the trolley. This is mainly to reduce the time when the PLC has no information about the glass. The sensor parameters are set via the IO-Link interface. High-quality inductive sensor IES202 is used for detecting the beginning of the conveyor belt. For this purpose, a small magnet is placed on the number one carriage, which is the only switching element of this sensor. As the carriage passes, an impulse is detected by which the conveyor is initialized. A second inductive sensor is used to detect the passage of each carriage. By nature of the sensor function, metal parts are detected, in which case the metal part is the screw head. This screw is used to connect the thorns and the 1500 mm long belt that moves the carriages.

The most important element of the whole production unit is the glass into which the drinks are prepared. It is a simple glass purchased from IKEA. The glass is 10 cm high and has a volume of 23 cl. An important element of the glass is the NFC chip glued to the underside of the glass. Used to identify a glass when placed on a rack in the cell. At the same time, all the information about the recipe and the actual contents of the glass is stored on this chip.

5 GLASS DETECTION

Verifying the presence of a glass or inserting a user glass is detected by a series of six capacitive sensors. The data obtained from the sensors is processed in the PLC. At the same time, data is processed from the three sensors in front of which the carriages are located. The Figure 2 shows the data flow of one of the six sensors. It shows the detection of the empty carriage, the empty glass carriage and the full glass carriage. The processing is carried out in such a way that when the carriage passes in front of the carriage sensor, the function for searching the maximum of the received data is started. The maximum search sections are highlighted in orange in the illustration. For clarity, the figure also shows the limit value for the empty trolley (purple line) and the limit value for the empty glass (red line). Values above the red line line correspond to a glass with a liquid content of 20 ml or



more. This value corresponds to the dispenser volume in the alcoholic beverage store.

Figure 2: Graph of data from glass sensor

If the user puts the glass back on the conveyor, this is determined by the difference from the previous sensor. If this glass is returned with more than 20 ml of liquid, there is an immediate need for operator intervention. The operator must check the glass through the control panel (the glass is red on the control panel) and pour the contents of the glass. This is necessary to put the jars back into the jug cell, where liquid could spill unintentionally.

6 CONVEYOR SYNCHRONIZATION WITH MANIPULATOR

One of the main challenges of this work was the idea of placing the glass on the belt synchronously and removing the glass from the belt. The main reason for this solution was the elimination of the conveyor stop, which would frighten the user when taking ready drinks.

The manipulator movement permission is provided by the PLC functions. This function finds the first empty position on the conveyor when the glass is placed. When removing used glasses, this function searches for glasses that match their empty and used glasses. The shape of the curve for synchronous placing of the glass on the conveyor was chosen so that the manipulator speed could be easily recalculated according to the conveyor speed. The curve therefore consists of a section where the manipulator descends exactly to the position of the trolley. This is followed by a straight section that creates sufficient time to open or close the effector. Finally, the lift section of the manipulator above the conveyor so as not to collide with the other glasses. The shape of the curve is shown in the Figure 3.

To set the required manipulator speed in the slope and stroke sections, it was necessary to calculate the length of the trajectory that the manipulator was moving. Preferably select the length so that the manipulator speed is easily calculated according to the conveyor speed. The length was thus calculated using the Pythagorean theorem from the knowledge of the length of the sides of the triangle, which are formed by the starting and ending points of the aforementioned trajectory. Subsequently, it was possible to calculate the manipulator speed from the known conveyor speed from the trajectory length ratio.



Figure 3: Trajectory of laying glass on conveyor

7 CONCLUSION

The result of this work is a new approach to understanding the use of Industry 4.0 in practice. Combining seemingly incompatible components of a production unit has created a new component whose use can have a major effect on the speed of production.

In the future it is expected to expand and improve this conveyor. An important element for safety is the optical gate, without which the device must not be used. Further, an extension of the conveyor by one NFC input reader or more readers placed directly on the wheelchairs is considered. A complete overhaul of the conveyor using magnetic rails, which would increase the accuracy by many times, would also be welcome.

ACKNOWLEDGEMENT

The completion of this paper was made possible by the grant No. FEKT-S-20-6205 - "Research in Automation, Cybernetics and Artificial Intelligence within Industry 4.0" financially supported by the Internal science fund of Brno University of Technology.

REFERENCES

- KORBEL, Petr. Průmyslová revoluce 4.0: Za 10 let se továrny budou řídit samy a produktivita vzroste o třetinu. *Hospodářské noviny* [online]. 17. 5. 2015 [cit. 2020-02-15]. Dostupné z: https://byznys.ihned.cz/c1-64009970-prumyslova-revoluce-4-0-za-10-let-se-tovarny-budouridit-samy-a-produktivita-vzroste-o-tretinu
- [2] INDUSTRY 4.0 TESTBED: Barnam. *Factory4.eu* [online]. 2020 [cit. 2020-03-24]. Dostupné z: http://www.factory4.eu/
- [3] KACZMARCZYK, Václav, Ondřej BAŠTÁN, Zdeněk BRADÁČ a Jakub ARM. An Industry 4.0 Testbed (Self-Acting Barman): Principles and Design. *IFAC-PapersOnLine* [online]. 2018, 51(6), 263-270 [cit. 2020-01-22]. DOI: 10.1016/j.ifacol.2018.07.164. ISSN 24058963. Dostupné z: https://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/S2405896318309108
- [4] IO-Link master AL1900 s rozhraním Profinet: IO-Link Master CL PN 8P IP20. *Ifm electronic, spol s.r.o.* [online]. 2018 [cit. 2020-02-11]. Dostupné z: https://www.ifm.com/cz/cs/product/AL1900

OVERVIEW OF APPROACHES TO MULTISENSOR FUSION AS USED IN ADAS AND AV

Tomáš Zemčík

Doctoral Degree Programme (1), FEEC BUT E-mail: zemcikt@feec.vutbr.cz

Supervised by: Karel Horák

E-mail: horak@feec.vutbr.cz

Abstract: This paper briefly summarises the state-of-the-art in the field of approaches to heterogeneous multisensory fusion as in use in autonomous vehicles and advanced driver assistance systems (ADAS). It first describes the basic perception principles, goes over the used sensors and their properties. Various approaches to sensor fusion are then explained with particular focus on their effects on road traffic safety. Conclusions suggest the most perspective approaches and possible improvements.

Keywords: autonomous vehicles, sensor fusion, ADAS, machine perception, road safety

1 INTRODUCTION

According to the World Health Organisation in year 2018 there were 1.35 million dead as a result of road traffic accidents, making it the leading cause of death in the 5-29year age-group [1]. In the Czech Republic this number has been as low as 6 fatalities per 10 000 inhabitants, with 54% of all dead being occupants of cars, 21% being pedestrians, 10% motorcyclists and 9% cyclists. Due to significant advancements in vehicle design in last decades the long term trend in number of fatalities per year is steadily descending despite significant increase of traffic. This is not only down to improved passive safety of the vehicles, which are purely reactive measures designed to reduce the impact of an accident, but also due to leaps in active safety features – proactive measures designed to avoid situations leading to an accident, avoiding an accident, or at least reducing the impact of an accident before it happens. For all these reasons it is very important that aforementioned systems are developed and implemented in vehicles as soon as possible.

The automation of driving tasks has been classified by SAE International [2] to 6 levels according to degree of automation, for levels 0 to 2 the human driver is responsible and the system provides assistance – we then talk about ADAS (Advanced driver-assistance systems). In levels 4 to 5 it is the vehicle that is responsible for driving, then we talk about self-driving vehicles, or autonomous vehicles.



Figure 1 shows a possible representation of a control system in an autonomous vehicle. It is clear that for the path planning and subsequent driving of the vehicle it is first necessary to understand the situation the vehicle finds itself in [3]. Regardless of whether it is ADAS or AV, the principles of sensing the outside world and forming a perception of the situations are the same, albeit perhaps not the same configuration of sensors is used or no maps and V2X¹ communication are available.

2 SENSORS FOR ADAS AND AV

In today's autonomous vehicles there typically is a whole array of different sensors aimed outside of the vehicle. Of those concerned by the sensor fusion as discussed here the following 3 are of most importance [4]:

Camera – or more often a whole array of cameras are fitted to the vehicle providing often full 360° view of the vehicle's surroundings. Colour high resolution cameras are a relatively affordable sensors that provide very dense 2D image information. With careful placement cameras themselves can also supply 3D information from the multiview. In addition to visible spectrum cameras there might be cameras seeing in IR for night vision tasks as well. Cameras are an indispensable tool especially for tasks like line detection, traffic sign detection and reading and pedestrian/animal detection [5].

High resolution means that cameras generate a very large amount of data necessitating a lot of computational power for the image processing alone, even more so in case of Multiview analysis. Cameras are also very susceptible to the effects of weather (such as fog, rain or direct sunlight) and to any dirt on the optics (although this can often be remedied by some careful aerodynamic refinements taking the dirt away from the camera or by placing the cameras within the wiper arch) [6].

Radar – is typically used as a long-range forward-looking sensor sometimes supplemented with shorter-range higher resolution units aimed forward or to any other sides. Radars generate moderately dense 3D information with directly measured relative speed in case of doppler radars. With advances in mmWave radars they have become a very reliable and affordable equipment that is the least affected by weather or dirt on radome of all the sensors [4]. They also generate relatively small amount of data and thus do not increase the needed computational power too much. Major drawback of radar is that in the used bands certain things can be invisible for radar.



Figure 2: Example of 77GHz automotive radar PCB (TI TIDA-01570) [7]

 $LiDAR^2$ – is the newest technology of all these sensors, but it is already well established as a higher resolution if shorter range alternative to radar. LiDAR sensors typically work on the time-of-flight principle using one or more focused laser beams in IR or NIR bands. Be it rotating mirror or solid state LiDAR it provides very precise measurement of distance with good density. The downside of LiDAR is a comparatively high price and the ease with which it is affected by rain of dirt on the cover [4,6,8]. Certain car manufacturers therefore continue developing AVs expressly without using LiDAR (Tesla).

¹ V2X stands for vehicle to everything communication. This includes vehicles, infrastructure etc.

² LiDAR stands for light detection and ranging.





Obviously no single of these sensors can be reliably used for fully autonomous vehicle alone with the current state of technology (even though we as human drivers only use our eyesight – effectively a monocular camera given the distances concerned in driving tasks). This is why a combination of the abovementioned sensors, like the one seen in Figure 3, is needed for autonomous vehicles facilitating the necessity for sensor fusion from a very heterogeneous set of sensors [9].

3 APPROACHES TO SENSOR FUSION

The goal of sensor fusion, in terms of Figure 1, is an accurate model of the current traffic situation represented in such a way that it can be relayed from the perception module into the planning module. The desired form would be a 3D map of space with detected and labelled objects with their critical properties known (i.e. speed and direction of travel of vehicles and pedestrians, state of traffic lights etc.). This model is then optionally enriched by a priori known information from pre-existing map and by V2X communication received by the vehicle.

There are two principal approaches to heterogeneous multisensor fusion. The key is at which point is the fusion to take place. Vincent et al. make the following distinction [10]:

Late fusion – would regard every sensor as a separate unit at first, with its own processing pipeline, and only when detection and classification took place would the pipelines be fused into a perception output.



Figure 4: A block diagram of late fusion adapted from [10]

As seen in figure 4 the late fusion approach is in line with more classical understanding of signal processing & machine learning. It very much allows the system to use prior knowledge of objects (how big can a pedestrian be, how fast can a bicycle go) [10]. With a periodic measurements existing one could apply Kalman filtration to predict the next state and incrementally update the estimate from following measurements [8].

The late fusion approach has by its nature high recall lending itself to a very good safety potential [10]. Conversely doing detection separately for each class of sensor means that not all available measured data on the same object is being evaluated at the same time, leading to possible ambiguities in classification. This problem is solved by applying the following approach:

Early fusion – as opposed to the late fusion approach in early fusion the mostly raw data from each sensor are fed into the early fusion deep learning based pipeline. The output of this early fusion module is directly the perception output.



Figure 5: A block diagram of early fusion adapted from [10]

More along the lines of modern thinking system as outlined by figure 5 allows the powerful deep learning methods to find their own features carrying the highest information gain and therefore get a better performance in terms of precision of classification.

Major disadvantage of early sensor fusion approach is the that given heterogeneous data it needs to use very complex architectures of neural networks, and the amounts of data needed for training will be enormous, just as the computational power required to run such a system.

Considering both approaches from safety perspective it means that while late fusion with its high recall is not likely to miss an obstacle, early fusion as such might yield better classifications at the cost of missing some. In case of a safety critical system such as driving of a road vehicle. This is not an acceptable compromise.

Further problem of early fusion approach lies in its black-box nature. Where in late fusion model one could see what each sensor detection saw the object as, and one could also attribute a certain confidence value to that claim, one could explain why the system decided as it did. That does not, however mean that early fusion methods are to be disregarded. There have been some advances in using XAI (explainable artificial intelligence) which could make DL methods acceptable even for the safety conscious automotive and especially aerospace industries [11].

To create a more robust system Vincent et al. [10] suggest using the baseline of late fusion approach boosted by early fusion methods aiming to create a system with recall of late fusion and precision approaching early fusion.

4 CONCLUSIONS

This paper gives a brief overview of basic sensors as used in AV and ADAS applications and their properties, as well as their limitations with respect to their operating environment. It also covers the two basic principles in sensor fusion and discusses both early and late fusion, and their advantages and disadvantages respectively.

From available literature it seems that most approaches tend to favour the more traditional late sensor fusion approach with the most successful using early sensor fusion (if only partial) to boost the performance of the system. With recent advancements in the field of AI and AI specific hardware the early fusion becomes more accessible.

In further work a partial implementation of late fusion system with early fusion augmentation is planned with a focus on explainability of the classification.

ACKNOWLEDGEMENT

The completion of this paper was made possible by the grant No. FEKT-S-20-6205 - "Research in Automation, Cybernetics and Artificial Intelligence within Industry 4.0" financially supported by the Internal science fund of Brno University of Technology.

REFERENCES

- [1] Anon., 2018. *Global status report on road safety 2018*, Geneva: World Health Oragnisation.
- [2] Anon., 2014. Taxonomy and Definitions for Terms Related to On-Road Motor Vehicle Automated Driving Systems, SAE International.
- [3] Premebida, C., Ambrus, R. & Marton, Z.-C., 2019. Intelligent Robotic Perception Systems. Applications of Mobile Robots. Available at: https://www.intechopen.com/books/applications-of-mobile-robots/intelligent-robotic-perception-systems.
- [4] Kocic, J., Jovicic, N. & Drndarevic, V., 2018. Sensors and Sensor Fusion in Autonomous Vehicles. 2018 26th Telecommunications Forum (TELFOR), pp.420-425. Available at: https://ieeexplore.ieee.org/document/8612054/.
- [5] Thakur, R., 2018. Infrared Sensors for Autonomous Vehicles. *Recent Development in Optoelectronic Devices*. Available at: http://www.intechopen.com/books/recent-development-inoptoelectronic-devices/infrared-sensors-for-autonomous-vehicles.
- [6] Zang, S. et al., 2019. The Impact of Adverse Weather Conditions on Autonomous Vehicles: How Rain, Snow, Fog, and Hail Affect the Performance of a Self-Driving Car. IEEE Vehicular Technology Magazine, 14(2), pp.103-111. Available at: https://ieeexplore.ieee.org/document/8666747/.
- [7] Anon., 2017. Automotive 77-GHz Radar Module Reference Design With Object Data Output December 2017., Dallas: Texas Instruments.
- [8] Starepravo, I., How Sensor Fusion for Autonomous Cars Helps Avoid Deaths on the Road: Learn how sensor fusion for autonomous driving will increase safety and reduce fatalities on the roads. In Intellias, intelligent software engineering. Available at: https://www.intellias.com/sensor-fusion-autonomous-cars-helps-avoid-deaths-road/ [Accessed March 15, 2020].
- [9] Liang, M. et al., 2018. Deep Continuous Fusion for Multi-sensor 3D Object Detection. Computer Vision ECCV 2018, pp.663-678. Available at: http://link.springer.com/10.1007/978-3-030-01270-0_39.
- [10] Vincent, E. & Parvate, K., Leveraging Early Sensor Fusion for Safer Autonomous Vehicles. Medium.com. Available at: https://medium.com/lyftlevel5/leveraging-early-sensor-fusionfor-safer-autonomous-vehicles-36c9f58ddd75 [Accessed March 10, 2020].
- [11] Keneni, B.M. et al., 2019. Evolving Rule-Based Explainable Artificial Intelligence for Unmanned Aerial Vehicles. IEEE Access, 7, pp.17001-17016. Available at: https://ieeexplore.ieee.org/document/8612916/.

DISTRIBUTED CONTROL FOR INDUSTRY 4.0

Ondřej Baštán

Doctoral Degree Programme (3), FEEC BUT E-mail: Ondrej.Bastan@vut.cz

> Supervised by: Petr Fiedler E-mail: fiedlerp@feec.vutbr.cz

Abstract: This paper discusses the concept of Distributed Control for Industry 4.0, which is used to testbed industry 4.0 developed by the Industrial Automation Group (SKUPRA) at the Department of Control and Instrumentation of the Faculty of Electrical Engineering and Communication of the Brno University of Technology. The introduction describes the consequences from which the characteristics and reasons for the development of such a communication system are derived. Then the system topology is described. Last but not least, there is an example of an information communication model enabling the control of autonomous production cells.

Keywords: Industry 4.0, Distributed intelligence, System topology, Digitalization

1 INTRODUCTION

Concepts such as digital evolution, digitization, or industry 4.0 have created a stir across the industrial world and initiatives associated with this concept set the direction for modern thinking in the innovation of all industries. Significant financial and innovative efforts have been made across the research and development world to develop a functional and usable concept that enables the deployment of Industry 4.0 ideas to both increase productivity, reliability or safety, and reduce manufacturing costs and the risks of "closed" and centralized production [1]. These efforts resulted, among other things, in the so-called RAMI 4.0 model, the reference model of the structure of the Industry 4.0, in the original Referenzarchitekturmodell Industrie 4.0, co-written by BITKOM, ZVEI and VDMA. This model describes all the basic aspects of industry 4.0 in three-dimensional space. As a result, complex links are divided into smaller and simpler substructures that can be developed separately.[5]



Referenzarchitekturmodell Industrie 4.0 (RAMI 4.0)

Figure 1: The Reference Architectural Model RAMI 4.0 [6]

In the figure 1, the right horizontal axis describes the hierarchical layers according to IEC 62264 (Integrated Business Management System), while the left axis represents the life cycle of equipment

and products based on IEC 62890 (Life cycle management of products and systems used for measurement, control and automation in the process industry). The whole model can be considered a 3D map for building and developing Industry 4.0. It offers a basic overview of the sectoral requirements together with national and international standards. Thanks to the model, the overlap points of the standards and the various gaps between them can be more easily identified and corrected.

Although a standardized RAMI model has been available for five years, there is currently no easily integrable commercial standard that would enable the use of core industry 4.0 concepts across a wide range of industries. One possible future standard might be the Asset Administration Shell, which creates an interface between physical and virtual production steps. [4].

Within the research group of industrial automation, we are dealing with possibilities of real implementation of production control through Industry 4.0 concepts, the key element of which is in our opinion distributed intelligence. For this purpose, we have developed a testbed for industry 4.0 in our workplace, enabling the deployment of tested algorithms and approaches on real production equipment. More information about this testbed can be found in [2] a [3].

The following text tries to describe the topology of the proposed distributed control system used for production control at the above-mentioned testbed for industry 4.0.

The first chapter describes in detail the topology of production systems enabling the integration of industry 4.0 with a focus on the means of production and the products themselves.

The next chapter describes an example of a production cell data model that is used to implement distributed control.

The final chapter describes the advantages of this management principle, both in terms of performance and in terms of reliability and safety.

2 TOPOLOGY OF DISTRIBUTEDLY MANAGED PRODUCTION

The basic concepts for the control topology we propose are simplicity, autonomy, universality and, above all, distributed control.

The general production system, in the sense of the active participants in the production process, can be divided into several basic autonomous parts that can influence or are in some way linked to the mass and added value of the product. These parts include storage entity, transport entity, process entity and product.

The mentioned industry 4.0 testbed contains all these elements. The elements are realized by individual autonomous cells and intelligent products.

These cells provide simple atomic operations (storage, transport, machining/manufacturing) that, in the right combination and order, lead to product fabrication, it can be said that this topology is serviceoriented architecture. The autonomy of these cells allows the cell to operate independently of the surrounding systems. The cells are equipped with a standardized communication interface that allows access to services and data related to the current and prospective cell capacity. These cells then form a network of autonomous production facilities to which participants interested in producing on these facilities can join.

Opposite to the production environment, which consists mainly of autonomous cells, the product itself stands at the end of production. This product is realized in its physical fabricated form, with which its virtual twin is connected, which embodies the perfect virtual form of the product, including physical models, an inventory of materials, and manufacturing processes. The goal is to create an intelligent product that is self-aware and able to interact with the environment. This product is then able to fully autonomously carry out its production through its communication interface, intelligence



and self-knowledge. The picture 2 shows the model of such a product.

Figure 2: Product manufacturing model

The figure shows a part of the product's cyber-physical model, which is divided into three parts: communication, data and control. The communication part serves for interaction with the environment and contains both communication interface and discovery server, which simplifies connection to the network of autonomous production means and products. Another part is the control part. This section includes a product state machine that allows all states of the product life cycle to be processed, and a product manager who acts on its behalf in a network of autonomous production equipment based on the requirements of the product state machine.



twork of autonomous production facilities

Figure 3: Production equipment network topology

The last part is the data part, as can be seen in the figure, this part is part of the physical and virtual part of the product and contains both the production and product data and the state machine stack.

This division aims to place the variable elements in the data part, in which all the data of the digital twin (production data and data with the current status of the product) are stored. This division allows us to standardize the logical part of the product so that it is the same for all products (The premise is that the behaviour of all products is the same. They go through the different steps of their life cycle to be manufactured, consumed and recycled).

The advantage of this division is that there is no need to equip the product with complex and expensive electronics to allow the life of the product and its interaction. It only needs to be equipped with data space, such as an NFC chip, which stores a virtual presentation of the product and current status data. The electronics for the partition can be part of the production equipment, and then the product with its data will only use it. You can see such an organization in the picture 3.

In the picture, we can see a network of production facilities and several products. The products are made up of their physical containers with which the data storage is closely linked. The individual means of production, transport and storage are then equipped with an intelligent device (data reader) which serves as the host for the product. This device then enables the product to come alive and communicate with the environment based on its data model.

A special case is when there is no physical container for the product. This is, for example, the moment when a product is ordered from an external system, such as an e-shop, and entered into production. In this case, the product is presented only by its virtual part, which after initialization runs in the cloud host. After creating a physical clipboard that allows data storage, the data is transferred to the product, and everything else continues in the standard way.

3 COMMUNICATION MODEL OF MEANS OF PRODUCTION

For communication is used nowadays common Ethernet interface with communication protocol OPC UA.



Figure 4: Information model of OPCUA server

This protocol is particularly advantageous in terms of information modelling. The protocol enables the creation of information models, which also include descriptions, dependencies, meanings and units of individual data areas. To implement the distributed control system, it was necessary to build a suitable information model that could be used in general production, storage or transport equipment. An example of this is shown in figure 4.

The model consists of several basic nodes to be included in each device. Node management is essential for the operation and use of an autonomous cell. This node gives the individual products the possibility to reserve production capacity for subsequent production. For this purpose, it offers several data areas and methods. Depending on the cell type, the transport, process, and storage nodes are part of the model.

4 CONCLUSION

At present, finishing work is underway for the implementation of product clients that will allow testing the concept described above on our testbed 4.0. The anticipated advantages of this approach should be, above all, autonomy, independence from central elements, and thus increased resilience and reliability, and last but not least, flexibility and responsiveness to change in topology. We can see that these benefits are useful due to the current crisis caused by the new coronavirus epidemic, which has shown us that current production systems that do not have the flexibility to change (for example, dependence on one supplier or the inability to act autonomously production capacity) collapses, and are unable to deliver critical material. Even in these situations, the distributed control concept can help, thanks to which the production itself will secure spare resources and support the management of critical situations.

ACKNOWLEDGEMENT

The completion of this paper was made possible by the grant No. FEKT-S-20-6205 - "Research in Automation, Cybernetics and Artificial Intelligence within Industry 4.0" financially supported by the Internal science fund of Brno University of Technology.

REFERENCES

- [1] F. Zezulka, P. Marcon, I. Vesely, O. Sajdl, Industry 4.0 An Introduction in the phenomenon, IFAC-PapersOnLine, Brno, 2016, s. 8–12.
- [2] KACZMARCZYK, Václav, et al. An Industry 4.0 Testbed (Self-Acting Barman): Principles and Design. IFAC-PapersOnLine, 2018, 51.6: 263-270.
- [3] BAŠTÁN, Ondřej, 2018. I4.0 TESTBED INTRODUCTION AND STRUCTURE. In: Proceedings of the 24 th Conference STUDENT EEICT 2018. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií. ISBN 978-80-214-5614-3.
- [4] MARCOŇ, Petr, František ZEZULKA, Jakub ARM, et al. The Asset Administration Shell of Operator in the Platform of Industry 4.0. In: Proceedings of the 2018 18th International Conference on Mechatronics Mechatronika (ME) 2018 [online]. IEEE, 2018, s. 559-563 [cit. 2020-03-15]. ISBN 978-80-214-5543-6. Dostupné z: http://hdl.handle.net/11012/138311
- [5] HANKEL, Martin; REXROTH, Bosch. The reference architectural model industrie 4.0 (rami 4.0). ZVEI, April, 2015, 410.
- [6] The Reference Architectural Model RAMI 4.0 and the Industrie 4.0 Component, 2015. ZVEI Die Elektroindustrie [online]. Frankfurt am Main: ZVEI [cit. 2020-03-15]. Dostupné z: https://www.zvei.org/en/subjects/industrie-4-0/the-reference-architectural-model-rami-40-and-the-industrie-40-component/

Doktorské projekty

Silnoproudá elektrotechnika a elektroenergetika

TEMPORAL DEVELOPMENT OF RELATIVE ABLATION OF PLASTICS IN MINIATURE CIRCUIT BREAKER DURING SWITCHING PROCESS

David Simek

Doctoral Degree Programme (5), FEEC BUT E-mail: xsimek18@stud.feec.vutbr.cz

Abstract: The paper is focused on an ablation of plastic materials in contact with an electric arc inside the electrical apparatus during the switching process. It is possible to obtain temporal development using method based on optical emission spectroscopy. The emission spectra were taken during the switching process. The hydrogen alpha spectral line of Balmer series was used as an indicator for evaluating of plastics ablation. Complications connected with the measurements are discussed. The main part of the paper deals with a temporal development of relative concentration of a hydrogen in plasma inside the miniature circuit breaker. Atomic spectral lines database of National Institute of Standards and Technology was used as a spectral data source for evaluation.

Keywords: optical emission spectroscopy, plasma, miniature circuit breaker, electric arc

1 INTRODUCTION

A great increase in electrical devices in households, as well as in companies has been noticed over the last few decades. Market supply is growing, with increasing customer demand [1]. The price for each product decreases with an increasing series of each product manufactured in serial production because the costs for research and design are divided between more and more pieces of goods. Thus, products become more accessible and sales quantity increases, and the cycle is repeated.

The demand for electric power distribution increases with an increasing number of installed devices. A probability of fault also increasing. Faults may be sorted into a lot of groups according to different criteria. The main four groups are overvoltages, series arcs, and dangerous leakage currents and overcurrents. There are some devices designed for discovering these faults as fast as possible and protection against dangerous consequences of them.

The protection devices have a wide variety of principles and constructions. However, most of them have one common construction task, they must break the electrical circuit in case of a fault. Nowadays some companies are trying to use constructions with semiconductors for this purpose [2], but this solution has a few limitations [3]. The most significant limitations are the losses and a price. Problems with losses are typically solved using a hybrid solution. Principle scheme of hybrid solution is shown in the figure 1.



Figure 1: Principle scheme of hybrid circuit breaker [4].

The hybrid solution combines classical switching devices with contacts and semiconductor devices [5]. On the other hand, it is still not possible to use these devices for low-cost applications due to their high price, for example in assemblies for households.

However, despite the low price, these applications must be safe. Thus, the most crucial parameter is the rating between price and reliability.

Many companies focusing on increasing reliability and decreasing the expenses connected with the manufacturing of the devices. This paper is focused on this aim.

Classical devices using an electric arc for releasing energy accumulated in the electrical circuit during the switching off process. The arc has a high temperature, typically a few thousand Kelvins [6]. Thus, the reliability of these devices is mostly affected by the dynamic and thermal effects of the arc. This article is focused on the thermal stress on plastic materials in a miniature circuit breaker (MCB) construction. Damaged plastic materials are the second most common problem leads to MCB malfunction (note: the first one is a degradation of contact material).

Damage rate of plastics depending on their behavior during the contact with the arc. This behavior is mostly affected by the arc temperature, type of the material and duration of the contact. The plastics are being melted and ablated during the contact with the arc. Melting and ablating rate decreasing plastics lifetime.

There are several methods for evaluating of the ablation of plastics.

The most common method is based on placing small pieces of plastics with defined weight into contact with an electric arc for a defined period. The mass loss is typically measured after each period using sensitive scales. The biggest disadvantage of the mass loss method is that the result is mass loss during the one whole procedure without any temporal resolution. The second disadvantage of this method is the impossibility of application on a real series device because the parts have weights over the range of most scales with a sensitivity suitable for ablation study. On the other hand, the advantage is that the result is the absolute mass loss of the examined material. This method is not the topic of the article, because the aim was temporal development of relative ablation rate.

The optical emission spectroscopy was chosen as a suitable method for the study of the temporal development of the relative ablation rate. This method is a powerful tool for non-affective experimental research on radiative objects. Optical emission spectroscopy is based on the measurement of radiation of the arc plasma. Radiation of the arc is mostly caused by self-deexcitation of atoms excited during inflexible collisions.

2 EXPERIMENTAL SETUP

The experiment was performed in High current laboratory of Centre for research and utilization of renewable energy at Brno university of technology. The power source was a synchronous generator with a maximum power of 16 MVA, rated speed of rotation is of 1000 RPM/50 Hz. An examined electrical device is a miniature circuit breaker with B type characteristic. Rated current of the breaker is 10 A and tripping capacity of 10 kA. Optical measurement was shoot in the measurement point close to the contact area, see figure 2. This area is the most stressed by the arc.

Arc runner and quenching chamber



Optical emission measurement was performed using monochromator Andor Shamrock 500i in the Czerny-Turner configuration. CCD Camera Newton 940 was used as a detector. The resolution of the monochromator is given mostly by used dispersion grating. Dispersion grating with a groove density of 1200 l/mm was used. Order of the devices was according to figure 2.



Figure 2: Block diagram of spectra measurement.

Test circuit parameters were adjusted according to table 1.

parameter	value
effective voltage	42 V
current	2800 A
frequency	50 Hz
power factor	0.5

Table 1:Experimental circuit parameters.

The breaker was placed on the testbench and connected to the circuit with presumed current according to the voltage and loads combination. The lever was turned into on position. The voltage was applied. The breaker magnetic tripping unit tripped the breaker and the breaker interrupted the circuit. Radiation spectra were taken during breaking process.

3 RESULT AND DISCUSSION

Emission spectra were taken with a focus on the hydrogen alpha line. Stored data were corrected using correction on wavelength and intensity. Corrected spectra were normalized, see figure 3.



Figure 3: Temporal development of a hydrogen alpha line in the examined point.

Figure 3 contains the temporal development of a hydrogen-alpha line in the examined point. The whole switching procedure takes about 2.5 ms. Hydrogen spectra are presented only in the duration of 720 μ s. This is caused by the position of an arc.





Figure 4 shows the temporal development of a hydrogen concentration in the breaker. There is almost no ablation of plastics at the very beginning of the switching. This is caused by the dynamics of contacts. Thus, the arc burning only in evaporated contact material. There is a sharp increase in concentration from 90 to 270 μ s. This section is critical for the damage of the plastics around the critical point. The concentration slowly decreasing from this point similar to the cooling curve. This indicates almost no ablation of the examined material.

There were some complications that had to be solved before experiments.

The first complication was a pressure leak through the measuring hole. Changed pressure can affect the switching process. Also, the particles may damage the optical fiber. We solved this using a piece of plexiglass.

The second problem was plexiglass used for the solution of the first complication because this plexiglass also emitting particles into the plasma and distorts results. The best solution is silicate glass for this purpose. Silicate glass has almost no attenuation around the whole visible spectrum and it has good temperature resistance. Bohr-silicate glass was used because of its properties close to pure silicate glass and series production for microscopes.

4 CONCLUSION

The aim of the experiments was to find out the relative ablation rate of the plastics in the critical point of the miniature circuit breaker during the switching process. The optical emission spectroscopy method was used for this purpose. This method is suitable for relative ablation rate findings. Ablation is represented by the hydrogen alpha relative concentration inside the breaker. Relative concentration is presented, see results in figure 4. The main result of the measurement is that the hydrogen concentration was significantly decreased after 600 μ s of the experiment. That's mean that the damages on the material are being caused during this time and there is almost no hydrogen concentration when the arc is in the quenching chamber. A solution to decrease damages on the plastics is innovated arc runner leads to faster movement of the arc to the quenching chamber.

The next step is going to be devoted to the absolute ablation rate using a combination of optical emission spectroscopy and precise mass loss measurement.

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 under institutional support and BUT specific research programme (project No. FEKT-S-20-6379).

REFERENCES

- [1] What trends offer opportunities on the market for electronics and electrical engineering? Centre for the Promotion of Imports [online]. EU: CBI, 2017 [cit. 2020-03-10]. URL: https://www.cbi.eu/market-information/electronics-electrical-engineering/trends/.
- [2] K. Handt, G. Griepentrog and R. Maier, "Intelligent, compact and robust semiconductor circuit breaker based on silicon carbide devices," 2008 IEEE Power Electronics Specialists Conference, Rhodes, 2008, pp. 1586-1591.
- [3] R. Mehl and P. Meckler, "Comparison of advantages and disadvantages of electronic and mechanical Protection systems for higher Voltage DC 400 V," Intelec 2013; 35th International Telecommunications Energy Conference, SMART POWER AND EFFICIENCY, Hamburg, Germany, 2013, pp. 1-7.
- [4] Mokhberdoran, Ataollah & Carvalho, Adriano & Leite, Helder & Silva, Nuno. (2014). A review on HVDC circuit breakers. IET Conference Publications. 2014. 10.1049/cp.2014.0859.
- [5] D. Keshavarzi, E. Farjah and T. Ghanbarih, "A hybrid DC circuit breaker for DC microgrid based on zero current switching," 2016 Iranian Conference on Renewable Energy & Distributed Generation (ICREDG), Mashhad, 2016, pp. 45-49.
- [6] D. Šimek, D. and D. Pěček, Experimental temperature measurements in miniature circuit breaker. Plasma Physics and Technology, 2017, vol. 4, no. 3, pp. 265-268. ISSN: 2336-2626.

MODELLING OF SYNCHRONOUS MACHINE FOR STABIL-ITY STUDIES IN PSCAD

Jan Koudelka

Doctoral Degree Programme (2), FEEC BUT E-mail: xkoude20@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Petr Toman

E-mail: toman@feec.vutbr.cz

Abstract: The paper deals with synchronous machine modelling for transient stability studies. Classical synchronous machine model (constant internal voltage after reactance) is described. This model was built in PSCAD using components from standard libraries and its setup and initialization is described. Comparison of simulation results on dynamic model for PSCAD and MODES software is done.

Keywords: synchronous generator, transient stability, PSCAD

1 INTRODUCTION

Synchronous generators are the principal sources of electricity in power grids, even though the number of non-synchronous sources (typically renewables like photovoltaics) connected to power grids is increasing. Therefore, behaviour of the synchronous machine strongly influences the overall behaviour of the grid. The accurate modelling of synchronous machine performance is important for performing reliable computational studies, mainly in case of stability studies and assessment of other transients (e.g. short circuits). This paper is focused mainly on transient stability studies.

Stability studies are performed in simulation tools for power grids such as PSS-E, PowerFactory, PSCAD or EUROSTAG. In these tools, users can benefit from already built models available in standard libraries. However, these models need not suit user's needs and specific applications could require building user's own model, which can be a difficult task.

This paper deals with building so called classical model of synchronous machine for transient stability studies in PSCAD software. Building and setup of the model is described in the third section. The built model is used for dynamic simulation done in PSCAD and MODES simulation tool, results are compared in the fourth section.

2 SYNCHRONOUS MACHINE MODELLING

Synchronous machine modelling is an issue, which was extensively researched and can be found in many books, e.g. [1] in or [2]. Mathematical representation of synchronous machine is based on Park's transformation (machine variables are represented in a d q reference frame fixed to the rotor). Respecting different effects in machine windings, a system of multiple differential equations can be written. In simulation tool, this system of equations for each machine is solved numerically to simulate machine dynamics in performed studies.

To simulate machines close-to-disturbance, 6th order model of the machine in Park's transformation is usually required. This model is built in PSCAD standard library and its setting is described in a detail in [3]. However, for simulating machines far-from-disturbance or e.g. overall behaviour of the system (this could be also applied for machines representing interconnection), this model is not suitable. In that case, it is better to use so called classical model of the synchronous machine. As [1] says, it is *"the simplest of all the synchronous machine models, but it is the hardest to justify"*.

Classical model of synchronous machine is available in three forms (depending on which phenomenon is assessed) – subtransient model, transient model and steady-state model [2]. The representation is always the same – synchronous machine is represented by constant voltage source (of induced voltage) behind reactance, resistance of the machine is neglected. This is shown in the following Figure 1. Important is that only induced voltage magnitude is constant, voltage angle can vary.



Figure 1:

Classical synchronous machine models.

For transient stability studies (when simulation time is smaller than transient time constant T'_{d0}), transient model is used, which means constant induced voltage E' (magnitude) behind transient reactance X'_d . Nevertheless, internal angle, which means angle of induced voltage, is changing during the oscillations. To use classical model in simulations, it is required to implement the swing equation (1), which is the second order differential equation of motion of rotor. In this equation, T_m is a mechanical time constant of the machine, $S_{r,G}$ is the machine rated power, ω_0 is the synchronous angular speed, δ is the internal load angle, B is the damping coefficient, P_m is the mechanical power of primary mover (considered to be constant) and P_e is electrical real power supplied from generator to the grid.

$$\frac{T_m \cdot S_{r,G}}{\omega_0} \frac{\mathrm{d}^2 \delta}{\mathrm{d}t^2} + B \cdot \frac{\mathrm{d}\delta}{\mathrm{d}t} = P_m - P_e \tag{1}$$

The issue is how to determine the damping coefficient B. In [4], for small rotor speed deviation, the following equation (2) is suggested. In this equation, U_g is machine terminal voltage line-to-ground, X'_d , T'_d are machine transient reactance and time constant, X_d is machine steady-state reactance.

$$B = U_g^2 \left(\frac{1}{X_d'} - \frac{1}{X_d}\right) T_d' \tag{2}$$

3 CLASSICAL MODEL IN PSCAD

PSCAD standard library does not contain already built classical model. This model has to be built by user using externally controlled voltage source. Overview of a such model is shown in the Figure 2.

To be able to perform simulations with the classical model, a specific initialization has to be done. The initialization procedure is done as follows. When the simulation is started, dynamic of machine is not considered and the machine is replaced by simple internally controlled voltage source with internal reactance equal to the transient reactance X'_d of the machine \mathbb{O} . The internal controllers of this voltage source are set to ensure desired power flow at the terminal. After short period of time (approx. 2 s), steady-state is reached, values of internal voltage and angle of the source \mathbb{O} are held, i.e. their values are kept constant and set to the other source \mathbb{O} representing the machine (with the same internal reactance equal to X'_d). Now, the source \mathbb{O} is connected to the rest of the grid, whereas, source \mathbb{O} is disconnected by operation of breakers \mathbb{G} . Constant internal voltage and angle are kept for a while till the steady state is reached again (there are some transients as the source \mathbb{O} had no load before). Finally, the controller \mathbb{G} is switched, so voltage source \mathbb{O} angle is no more kept constant, but it is changing according to the swing equation (1).



Figure 2: Overview of the classical model in PSCAD.

Values of integrators' time constants are set to $T_1 = \frac{T_m \cdot S_{r,G}}{\omega_0}$ for integrator (5) and $T_2 = 1$ for integrator (6). After the machine reaches the steady-state, integrators have to be reset to their initial value (0 for both (5) and (6)) – initial value of load angle is set externally by adder (7).

4 DYNAMIC SIMULATION IN PSCAD AND MODES

To test the behaviour of the machine model, simple test system according to [5] was used. The test system is a single machine – infinite bus system proposed by ENTSO-E. Single-line diagram of this system is depicted in the following Figure 3, where also basic grid parameters are stated (all parameters in a greater detail can be found in [5]).





Basic parameters of the synchronous machine used in the model are summarized in the following Table 1 (as for grid parameters, detailed information can be found in [5]).

S _{r,G}	$U_{r,G}$	x _d	x'_d	T'_d	$T_M = 2H$
(MVA)	(kV)			(s)	(s)
500	21	2	0.35	0.9	8

Table 1:Basic parameters of synchronous machine used for modelling.

For testing, Case 3 from [5] was used. In this case, a three-phase short circuit was applied at node NTHV. After 100 ms, short circuit was cleared. Assessed variable is the internal load angle δ (plotted as the difference δ - δ_0 , where δ_0 is the load angle at t = 0). Simulation results for PSCAD and MODES are shown in the following Figure 4 and Figure 5.



Figure 5: Waveform of internal load angle in MODES.

From Figure 4 and Figure 5 can be seen that magnitude of waveform in PSCAD (17.5°) is pretty close to MODES (19.5°). Also, the initial pitch is the same. However, in PSCAD, the swing is slightly more damped than in MODES. This can be explained by the difference of approach in damping modelling. In MODES, more complicated approach is used for damping modelling than equation (2), implemented in PSCAD, uses. Overall behaviour of the model can be considered convenient, oscillations are damped quickly (comparing to the case when full machine model is used – see [6]).

5 CONCLUSION

This paper presented the issue of synchronous machine modelling for stability studies in PSCAD. In PSCAD, classical model was built using externally controlled voltage source (setup and initialization was described in section 2). This model was used for simulation of a simple test case. Results showed that this model is suitable for representation of machine far-from-disturbance as the oscillations are damped quickly. There was a difference between waveforms in PSCAD and MODES caused probably by the damping modelling. The built model can be improved by considering more detailed damping equation, which would require study of advanced machine modelling.

ACKNOWLEDGEMENT

This research work has been carried out in the Centre for Research and Utilization of Renewable Energy (CVVOZE). Authors gratefully acknowledge financial support from the Ministry of Education, Youth and Sports of the Czech Republic under BUT specific research programme (project No. FEKT-S-20-6449).

REFERENCES

- [1] Sauer, P. W. a M. A. Pai. *Power system dynamics and stability*. Upper Saddle River, N.J.: Prentice Hall, c1998. ISBN 9780136788300.
- [2] Kundur, P., N. J. Balu a M. G. Lauby. *Power system stability and control*. New York: McGraw-Hill, c1994. ISBN 978-0070359581.
- [3] Koudelka, J. Analýza měření frekvence a RoCoF v simulačních programech: diplomová práce. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2018. 82 s. Vedoucí práce doc. Ing. Jaroslava Orságová, Ph.D.
- [4] Trojánek, Z., J. Hájek a P. Kvasnica. *Přechodné jevy v elektrizačních soustavách*. Praha: SNTL Alfa, 1987.
- [5] ENTSO-E. Documentation on Controller Tests in Test Grid Configurations. ENTSO-E SG SP&D Report. Brussels, 2013.
- [6] Koudelka, J., I. Gromotovic, B. Batora a P. Toman. Factors Affecting Transient Stability Simulation Possibilities in PSCAD and MODES [manuscript submitted for publication].

COMPARISON OF COPPER LOSSES OF LITZ WIRE AND PARALLEL WIRES IN HIGH SPEED INDUCTION MOTOR

Petr Klíma

Doctoral Degree Programme (1), FEEC BUT E-mail: xklima28@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Čestmír Ondrůšek

E-mail: ondrusek@feec.vutbr.cz

Abstract: The paper deals with design of stator winding in 3 kW 180 000 rpm high-speed induction motor. It shows influence of skin and proximity effects on losses in the winding. Examined types of winding are a solid wire, a wire with parallel strands and a Litz wire.

Keywords: high-speed machine, induction motor, skin effect, proximity effect, winding

1 INTRODUCTION

In the last years high-speed machines have become increasingly more popular and a lot of research have been done to study them. They have high power density and reduce the complexity of drive by removing the need for gears [1]. Dimensions of the drive can be smaller in comparison with conventional drives. The applications of high-speed drives are for example compressors, spindles, milling machines and flywheels [2].

When designing a high-speed machine, the compromise between mechanical durability and electromagnetic efficiency needs to be made. Centrifugal forces cause a high amount of mechanical stress in the rotor. When looking at induction motors, the rotor it is often made of a solid piece of high tensile steel to enhance the durability [3]. The most robust rotor topology is a smooth solid rotor. It's torque generation capability can by enhanced by axially slitting the rotor. This solution is simple to produce and cheap. It also solves the issue with a different thermal expansion of used materials that cause an additional mechanical stress in squirrel cage rotors [4].

The high frequency of a power supply of the machine cause the skin and proximity effects in a stator winding to be a major factor which need to be addressed. These effects are scaled by dimensions of the wire in the winding. To reduce them, the wires need to be significantly smaller than the depth of penetration. This can be achieved by dividing the wires into parallel strands. These parallel strands need to be twisted to eliminate the circular currents which cause additional losses [3].

The best high frequency wire for winding is a Litz wire. It consists of parallel branches of strands which are twisted and every strand goes through every position of whole Litz wire. Ideal Litz wire has an AC resistance equal to a DC resistance [5].

2 STUDIED MACHINE

The studied machine was 3 kW 180 000 rpm induction motor with a solid axially slitted rotor. The number of stator slots was chosen according to the basic principles in [3]. The winding is a double layer fractional slot winding to reduce higher harmonics of flux density in the air gap. The rotor steel was chosen to be 41CrMo4. The high frequency of stator winding demands usage of a low iron loss steel NO10. Basic parameters and dimensions of the machine are in table 1.

Rated rpm	180 000	min ⁻¹
Rated Output Power	3	kW
Number of Poles	2	
Rated Amplitude of Phase Voltage	300	V
Stator Winding Connection	Star	
Number of Turns in Series of the Stator Winding	36	
Rated Stator Frequency	3125	Hz
Number of Stator Slots	12	
Number of Rotor Slits	16	
Stator Outer Diameter	100	mm
Rotor Outer Diameter	30	mm
Air Gap Length	1.5	mm
Active Length of Motor	30	mm

Table 1: Parameters of designed induction motor

To find the most advantageous winding design for motor FEM software was used. The simulation was made by 2D transient analysis with step of 1/800 of period to properly simulate the skin and proximity effects in the winding. The rotor end resistance was taken into account by reducing the conductivity of rotor material according to [6].

According to [7], only one modelled stranded coil is enough to determine the skin and proximity loss increase in the winding. The rest of coils are modelled as rectangles with area equal to total copper area of the wires in the layer. In those coils the eddy effects are neglected, the mesh can be coarser and the simulation can be therefore faster.



Figure 1: Cross-section of studied motor

Simulated winding combinations are the solid wire, 2 and 3 parallel strands wire and the Litz wire. Slot dimensions were the same for all wire types, only the wires were changed in the simulations. The Litz wire has a small copper fill factor and the stator slots had to be relatively big. This meant non-Litz wires were placed in the back of the slot where the changes of flux density which reduce the proximity effect.

The parallel strands were connected in an external circuit. The end winding resistance and inductance of a phase were computed analytically according to [3]. The equation (1) shows a calculation of phase end winding inductance L_w .

$$L_{\rm w} = \frac{2}{p} N^2 \mu_0 l_{\rm w} \lambda_w \tag{1}$$

where p is the number of pole pairs, N is the number of turns of a winding in series, μ_0 is the permeability of vacuum, l_w is an average length of the end winding and λ_w is a permeance factor.

The total end winding inductance for the stranded part of circuit is the fourth of L_w as only one of four coils was modelled. This inductance is then multiplied by number of strands to calculate the inductance for each strand. The same applies to the resistance of the strand. The end winding resistance was assumed to be without the skin and proximity effects as magnetic fields are difficult to assess in the end winding area.



Figure 2: External circuit used in simulations for simulation of the 3x1mm wire



Figure 3: Stranded coil used in simulation, conductors of the same turn have same color A) 1.8mm solid wire B) 2x1.25mm wire C) 3x1mm wire

3 SIMULATION RESULTS

The resistance factor can be used to compare how suitable the wire is for a high frequency operation. It is the ratio between AC and DC losses. DC losses were computed by simulating without eddy effects in the winding.

Wire type		1x1.8mm	2x1.25mm	3x1mm	105x0.18mm Litz
Total copper area	(mm ²)	22.90	22.09	21.21	24.00
Resistance factor	(-)	3.45	1.46	1.20	1
Total copper losses	(W)	133.8	106.8	106.5	91.3

Table 2: Results of simulation for different wires

As figure 4 shows, the current density is higher in the bottom layer of the winding where the leakage flux is higher. The wires closer to the slot opening are also more affected. The highest current density in the solid 1.8mm wire reaches 3.2 times of the nominal value.



Figure 4: Current density A) 1.8mm solid wire B) 2x1.25mm wire C) 3x1mm wire

4 CONCLUSION

The results of simulations prove that the proximity effect can cause a substantial increase in copper losses of a high speed machine. The placement of conductors in the slot have a big impact on losses in the active part of machine. Conductors in the back of the slot produce lower amount of losses.

By neglecting the eddy effects in the end winding, total copper losses in the motor are not so different even between the solid 1.8mm wire and the Litz wire. Copper losses in the solid 1.8mm wire are 3.45 times higher than in the Litz wire. Dividing the wire into parallel strands helps to reduce the losses to 1.46 times of the Litz for 2 strands and 1.20 times of the Litz for 3 strands.

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 under institutional support, BUT specific research programme (project No. FEKT-S-20-6379) and from the Technology Agency of the Czech Republic (project No. TK02020168)."

REFERENCES

- [1] R. R. Moghaddam, "High speed operation of electrical machines, a review on technology, benefits and challenges", in 2014 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2014, pp. 5539-5546.
- [2] D. Gerada, A. Mebarki, N. L. Brown, C. Gerada, A. Cavagnino, and A. Boglietti, "High-Speed Electrical Machines: Technologies, Trends, and Developments", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 6, pp. 2946-2959, 2014.
- [3] Design of Rotating Electrical Machines, Second edition. John Wiley & Sons, 2013.
- [4] J. Barta, N. Uzhegov, P. Losak, C. Ondrusek, M. Mach, and J. Pyrhonen, "Squirrel Cage Rotor Design and Manufacturing for High-Speed Applications", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 66, no. 9, pp. 1-1, 2019.
- [5] M. van Der Geest, H. Polinder, J. A. Ferreira, and D. Zeilstra, "Current Sharing Analysis of Parallel Strands in Low-Voltage High-Speed Machines", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 6, pp. 3064-3070, 2014.
- [6] D. O'kelly, "Theory and Performance of Solid-Rotor Induction and Hysteresis Machines", Proceedings of the Institution of Electrical Engineers, vol. 123, no. 5, pp. 421-428, 1976.
- [7] F. Birnkammer, J. Chen, D. Bachinski Pinhal, and D. Gerling, "Influence of the Modeling Depth and Voltage Level on the AC Losses in Parallel Conductors of a Permanent Magnet Synchronous Machine", *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, vol. 28, no. 3, pp. 1-5, 2018.

DESIGN EXAMPLE OF RADIAL ACTIVE MAGNETIC BEARING FOR HIGH-SPEED MACHINE

David Rura

Doctoral Degree Programme (1), FEEC BUT E-mail: david.rura@vutbr.cz

> Supervised by: Jan Barta E-mail: bartaj@vutbr.cz

Abstract: Development of high-speed electrical machines reopened a door for further development in a field of magnetic bearing. Conventional ball bearings reached their limits and can't bear such as high-speed in many modern turbo applications. Another way is to use air bearing which perform lower load capacity and stiffness. Hence, magnetic bearing seemed to be an advantageous solution in many application. The main cons of active magnetic bearing (AMB) are its space requirement and in case of active bearing also power amplifier and controller. In this paper the design of radial AMB for a motor 12 kW, 45000 rpm is calculated. Typically, analytical solution excludes side phenomenons and thus analytically modelled radial AMB is optimized numerically. This paper provides a full design of AMB including design geometry and performance properties.

Keywords: radial magnetic bearing, radial AMB, design of radial AMB, high-speed

1 INTRODUCTION

Magnetic bearings are dated to 70s when the development of solid-state components was in progress and finally had properties needed for AMB controllers. There were numerous successful applications around the world, mostly in the oil industry in which first AMBs were adopted in large centrifugal pumps. Oil-free operation and low maintenance costs brought them into other fields of industry as well as into the field of medical devices where AMBs found a spot in heart blood pumps [1].

Last years the development of high-speed machines were conducted and magnetic bearing took a place in these machines. Currently, hybrid AMBs are demanded because of their low space requirement. Unfortunately, the traditional approach is considered in many applications where a pair of radials and one axial bearing are adopted in such an application. The example rotor system configuration is sketched on fig. 1.

In this paper, mechanical and electromechanical design constraints are discussed. The analytical approach provides pretty accurate results but is worth to undergo that the numerical solution includes side effects.



Figure 1: Rotor system with magnetic bearings [5]

2 MAGNETIC BEARING DESIGN APPROACH

In general, the design steps of AMB are not different from any other electrical machine. There is a specification of parameters followed by multi-physics design where each step can influence the results obtained in previous or subsequent design step. Hence, solving a whole design is looped in iterative multi-physics simulations with cross-coupled results. The solving ends when the solution at last step fulfils initial conditions.

Part of the initial design is to choose properly the AMB topology. The magnetic bearing can be passive/active or hybrid - combining passive an active part in one design. Passive bearings don't require external power supply and control but the stiffness is much lower compared to active magnetic bearing. Hybrid systems use permanent magnets for bias flux and active coils for control [2].

For current design, the 8-pole hetero-polar design has been selected. This model is the most conventional and used in many application. Also, provides better adaptability for control loops [3]. There are also other types of magnetic bearing like electrodynamical where the force is developed between induced eddy currents and the magnetic field generated in the stator.

3 MECHANICAL DESIGN

For radial AMB, the critical parameter is maximal circumferential speed v_{max} . It is mostly dependent on geometry and material. Maximal circumferential speed allowed in typical materials used in electrical machines are listed in the tab. 1.

In motor design material AISI 1018 has been used for solid rotor with grooves and ferromagnetic material M250-35A has been selected for stator sheets. Numbers in the table are given by eq. (1) for both cylindrical and ring shaped rotating element [4]. It has to be kept in mind that the machine has to work in certain safety limits. Typically, for mechanical stress at least 1.2 safety factor is considered to perform the safe operation.

$$v_{max_{cylinder}} = \sqrt{\frac{8\sigma}{(\nu+3)\rho}} \qquad v_{max_{ring}} = \sqrt{\frac{4\sigma}{\left((1-\nu)\frac{r_i^2}{r_o^2} + (\nu+3)\right)\rho}}$$
(1)

Where σ is mechanical stress, v is a Poisson number, r_i and r_o are the inner and outer radius and ρ is a material density.

According to v_{max} , the maximal radius at certain rotational speed can be determined as

$$r_{max} = \frac{v_{max}}{\omega_{max}} = \frac{v_{max}}{\frac{2\pi n_n p}{60}}$$
(2)

Material	AISI 1018	M250-35
σ - max mechanical stress [MPa]	300	450
v - Poisson number	0.29	0.3
ρ - material density	7860	7600
<i>r_{max}</i> - cylindrical geometry [mm]	64.6	80.4
<i>v_{max}</i> - cylindrical geometry [m/s]	304	379
r_{max} - ring geometry ($r_i = 18$)[mm]	44.9	56.2
<i>v_{max}</i> - ring geometry [m/s]	212	265

Table 1: Comparison of v_{max} and r_{max} for different materials at 45000 rpm [5]

4 ELECTROMECHANICAL DESIGN

In the electromechanical design of radial AMB, an air-gap plays the main role. Large gap causes high magnetic reluctance and high magneto-motive force (MMF). High MMF can be obtained by current *i* raise or/and by increasing number of turns *N* which increases inductance *L* by square. For fast control loops lower *L* is required. Large *L* has a large time constant that degradates the control response. Contrary, larger air-gap provide easier linearization that speeds up control loop. For conventional AMB an air-gap can be considered 0.4 - 1 mm according to application. The rotor rotates within play x_{max} given by safety or touch-down ball bearing substituting AMB in case of malfunction of AMB power supply. This shows that maximal force is developed at $g = g_0 + x_{max}$ [2].

Other parameters that have to be selected in the initial design phase are magnetic flux density B in an air-gap and number of poles n_p .



Figure 2: Geometry of radial AMB [5]

During the operation when the highest force is demanded ferromagnetic material shouldn't be oversaturated. Thus, the B_{sat} should be chosen under the knee of the BH curve. For M250-35 the knee is around 1.25 T, therefore, $B_{sat} = 1.2$ T has been selected [5].

The number of poles for AMB has been selected $n_p = 8$. A high number of poles are usually chosen for large rotor diameter when there is enough room to fit AMB. In this case, dimensions were limited by maximal inner and outer diameter. Maximal diameter to fit current design and minimal diameter to allow rotor to go through stator bore [3]. Because of this, the maximal journal diameter has been selected the same as rotor system diameter. (all dimensions are summed up in the tab. 2)

Another important parameter of AMB is load capacity. It is a weight that AMB can support steadily. Force developed by AMB compensates the gravitational force and dynamic forces acting on rotor system. Usually, there are pair of AMBs, hence each of them bears half of rotor system weight. The required load capacity of AMB comes from the motor load analysis. In this case, the load is an unknown and general rule is to consider that AMB supports load equals three times rotor weight [7].

As soon as all parameters mentioned in previous paragraphs the dimensions of AMB can be obtained. From general electromechanical theory co-energy is given as follow:

$$W_{co} = \int_0^i \Psi di = \int_0^i Li di = \frac{1}{2} Li^2 = \frac{1}{2} \frac{N^2}{R_m} i^2$$
(3)

Partial derivation of co-energy defines force:

$$F_{im}(i,g)|_{i=const.} = \frac{\partial W_{co}}{\partial g} = -\frac{N^2 \mu_0 S_{Fe}}{\left(\frac{l_{Fe}}{\mu_{r_{Fe}}} + 2g\right)^2} i^2 \tag{4}$$

From the amperes law, the magnetic field strength in a circuit included a horseshoe-shaped core separated from another ferromagnetic element by 2 air-gaps is as follow:

$$Ni = H_{Fe}l_{Fe} + 2H_gg \tag{5}$$

Substituting relation between magnetic flux density and magnetic field strength $B = \mu_0 \mu_r H$ in eq. 5, the MMF can be calculated:

$$Ni = \frac{B}{\mu_0 \left(\frac{l_{Fe}}{\mu_{Fe}} + 2g\right)} \tag{6}$$

Substituting this equation in eq. 4 gained the form where only S_{Fe} is unknown variable:

$$F_{im} = -\frac{B^2 S_{Fe}}{\mu_0} \tag{7}$$

The negative sign describes the nature of the force that the force acts in the direction of diminishing air-gap [6]. The magnetic reluctance of ferromagnetic element used to be much smaller than the air-gap itself $\frac{I_{Fe}}{\mu_{r_{Fe}}} \ll g$, hence can be neglected in the calculation.

The required slot area is given by MMF and considered current density J_{max} with copper fill factor k_c :

$$|NI| \le k_c J_{max} S_{cu} \tag{8}$$

When it comes to dynamic modeling, force eq. 4 is rewritten into form including current K_i and position K_x stiffnesses.

$$F \approx \frac{\partial f}{\partial x}\Big|_{i_p=0} x + \frac{\partial f}{\partial i_p}\Big|_{x=0} i_p = K_x x + K_i i_p \tag{9}$$

5 RESULTS

To compensate the side effect like fringing numerical optimisation has been done. The sweep parameter for optimisation was the length of the AMB core. Analytically computed length develops 145.3 N so extending the length to 19 mm provides desired force 150 N. So, there is a difference between analytical and numerical solution about 4.4%. All computed data are listed in the tab. 2.

6 CONCLUSION

Magnetic bearings are suitable for high-speed machines in which ball bearings cannot be used. Even AMBs have some cons, the oil-free operation and low maintenance costs provide high long-term reliability. In this paper one example for a certain application is presented. 8 pole radial AMB is widely accepted design because of its simplicity, reliability, controllability and a low number of power controllers. Designed AMB fulfils all requirements on rotor system suspension. In total, the rotor system will bear a pair of radial AMB that provide support in 4 degrees of freedom. All parameters presented here can be used to design a controller as well as to manufacture the AMB. Maximal current is given by power amplifier.

weight of rotor system [kg]	8.5
force of single AMB [N]	150
air-gap g + max offset x_{max} [μ m]	800
pole cover τ_p	0.3
copper fill factor k_{Cu}	0.5
mag. flux density B_{sat} [T]	1.2
<i>R</i> ₁ [mm]	24.7
<i>R</i> ₂ [mm]	32.4
<i>R</i> ₃ [mm]	32.8
$R_4 \text{ [mm]}$	52.3
<i>R</i> ₅ [mm]	60
length of AMB <i>l</i> [mm]	19
slew rate df/dt [kN/s]	706.9
magnetomotive force MMF [A]	763.9
current stiffness K_i [N/A]	24.2
position stiffness K_x [kN/m]	-198

 Table 2: Calculated parameters of radial AMB [5]

7 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 under institutional support and BUT specific research programme (project No. FEKT-S-20-6379)

REFERENCES

- [1] WEISE, David A. a Frank D. PINCKNEY. An introduction and case history review of active magnetic bearings.
- [2] SCHWEITZER, G. and Eric H. MASLEN. *Magnetic bearings: theory, design, and application to rotating machinery*. New York: Springer, [2009]. ISBN 978-3-642-00496-4.
- [3] CHEN, Rui, Hongwei LI a Jing TIAN. The relationship between the number of poles and the bearing capacity of radial magnetic bearing. 2017 Chinese Automation Congress (CAC). IEEE, 2017, 2017, 5553-5557. DOI: 10.1109/CAC.2017.8243771. ISBN 978-1-5386-3524-7.
- [4] LARSONNEUR, Rene. *Design and control of active magnetic bearing systems for high speed rotation*. s.n, 1990. DOI: 10.3929/ethz-a-000578355.
- [5] RURA, D. *Design of a Magnetic Bearing for an Electrical Machine. Brno, 2019*, 72 s. Master thesis. Brno University of technology, Faculty of electrical engineering and communication, Department of power electrical and electronic engineering
- [6] POLLANEN, R, J NERG a O PYRHONEN. Reluctance network method based dynamic model of radial active magnetic bearings. In: *INTERMAG Asia 2005. Digests of the IEEE International Magnetics Conference, 2005* [online]. IEEE, 2005, s. 1429-1430 [cit. 2019-05-21]. DOI: 10.1109/INTMAG.2005.1464144. ISBN 0780390091.
- [7] SKF workshop Magnetic bearing for high speed machines. (https://www.skf.com/us/services/training)

DESIGN OF GARAGE DOOR DRIVE WITH ASYNCHRO-NOUS MOTOR

Tomáš Lažek

Doctoral Degree Programme (1), FEEC BUT E-mail: xlazek00@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Ivo Pazdera

E-mail: pazderai@feec.vutbr.cz

Abstract: This paper deals with the design of an electrical drive for a side sliding garage door. Specific solutions for the realization of individual parts of the frequency inverter are described, especially the power part of the inverter (rectifier, IKCM10H60GA chip), the control part of the inverter (auxiliary power supply, galvanic isolation of signals, other circuits) and the microcontroller STMF303RE for driving the asynchronous motor.

Keywords: side sliding garage door, asynchronous motor, IKCM10H60GA, STMF303RE

1 INTRODUCTION

Nowadays it is very popular to control garage doors by the electric drive, which ensures comfortable opening and closing of the door. The application of the wireless eliminates the need to leave the car when opening the door. The advantage is that the door does not have to open completely when people pass through. The main drawback of the electric drive occurred when a power failure and door cannot be opened by electrical drive. Therefore, the door must be equipped with a device for manual movement.

This article deals with the design of an electrical drive for a side sliding garage door (shown in Figure 1) without a backup system for the customer. The propulsion unit will be an asynchronous motor with a gearbox that is owned by the customer. The block diagram of the garage door electrical drive is illustrated in Figure 2. This article will be focused on the driving system for this particular motor.



Figure 1: Side sliding garage door


Figure 2: Block diagram of garage door electrical drive.

2 PARAMETERS OF ELECTRIC DRIVE

Dynamic parameters are influenced by the weight of the door and the speed of movement. Since the door is of its own customer's design, the weight was estimated at 170 kg. The speed of movement of the side sliding door is usually 0.14 ms⁻¹.

The movement will be provided by the asynchronous motor with gearbox manufactured by SEW-EURODRIVE, which has a torque of 171 Nm and a speed of 42 rpm. It is a lot to move the door, so the speed must be reduced to 33 rpm.

This implies that it is necessary to reduce the shaft speed of the motor. Furthermore, it is necessary to ensure slow acceleration and deceleration to avoid damaging the sliding mechanism of the door or injuring persons. The best way to control asynchronous motor speed is varying motor input frequency and voltage by frequency inverter.

3 CONCEPTION OF FREQUENCY INVERTER

The frequency inverter converts one-phase voltage 230 V / 50 Hz to a variable-frequency three-phase output voltage. The input AC voltage is converted to DC voltage by bridge rectifier which supplies the power part of inverter and auxiliary power supply on the control board of inverter. Also, the control board will be provided an adaptation circuit for the connection of the microcontroller. The inverter block diagram is shown in Figure 3.



Figure 3: Block diagram of the inverter.

4 POWER PART OF THE INVERTER

The design of the inverter power circuit will be based primarily on the motor parameters. This means that the inverter will be rated for maximum motor power of 750 W. The motor current consumption is 3.8 A, which means that the maximum input current will not exceed 4 A.

The integrated bridge rectifier (GBU8J-E3/51) converts AC voltage to DC. The capacity of the DC-link capacitor was calculated at 470 μ F. To limit the charging current of the DC-link capacitor is on the AC side placed charging resistor which is bypassed by relay after charging the capacitor. Also, the inverter has the fuse, to eliminate short-circuit. The DC-link has a breaking resistor which is switched by the power transistor to eliminate overvoltage.

The power circuit of the inverter is designed using the integrated circuit IKCM10H60GA manufactured by Infineon, which contains six IGBTs and six anti-parallel diodes. Furthermore, the module includes a bootstrap circuit, a current overload protection circuit, a thermistor for monitoring the temperature, and under voltage protection. The input signals are compatible with either TTL or CMOS levels. The total power dissipation of the chip is 27.63 W, which means, that it is necessary to use a heat sink with thermal resistance 3.25 W/K. The snubber capacitor with capacity 10 μ F is placed as close to the power terminals as possible [1].

The printed circuit board is designed according to the manufacturer's recommendations. Some surfaces had to be milled to keep the isolation distance.

5 CONTROL PART OF INVERTER

The main task of the control board will be the transmission the signals from the microcontroller to the integrated circuit IKCM10H60GA. Furthermore, its circuits will provide power for the micro-controller, power board, and its consumption. An important task of the control board is also galvanic isolation of control circuits from power circuits. A block diagram of the control part of the inverter is shown in Figure 4.



Figure 4: Block diagram of control part of the inverter.

Auxiliary voltage levels of 16 V (for IKCM10H60GA), 12 V (for the microcontroller and photoelectric sensor), and 3.3 V (for other circuits) with total electric energy consumption 5 W are required to supply all circuits. The voltage source should be galvanic isolated from the power circuit. Since it must also be able to reduce the voltage from input to output, the best option is a fly-back converter with a transformer.

Firstly, a transformer was designed for power 10 W and has 84 turns on the primary winding, 10 turns (16 V) on the first secondary winding and 8 turns (12 V) on the second secondary winding. ETD2910 core was used for winding. Driving of fly-back converter is provided by the ST Microe-

lectronics Viper16HD integrated circuit, which has an integrated power transistor and control circuit [2]. Voltage feedback is provided on only one secondary winding (16 V) without optical isolation. This voltage supplies the IKCM10H60GA circuit and the relay for bypassing the charging resistor. The second secondary winding (12 V) provides power to the microcontroller, which is regulated by a transistor regulator with a Zener diode. The 3.3 V is generated by the positive voltage regulator MC33269DT.

Measurement of motor currents, DC link voltage and temperature of the IKCM10H60GA chip is realized by differential amplifiers using the operational amplifier, which serves as pseudo-galvanic isolation. The galvanic isolation of logic signals from the microcontroller is performed by Si86xx digital isolators manufactured by Silicon Labs.

Furthermore, on the control board, there is a circuit for bypassing relay, which is controlled by a bipolar transistor. There are also circuits for transferring the signal from the mechanical buttons to the microcontroller, and a photoelectric sensor circuit for detecting persons or objects in the door area.

The printed circuit board is designed according to the manufacturer's recommendations.

6 MICROCONTROLLER

The STM32 Nucleo - 64 processor board with an integrated microcontroller STMF303RE from ST Microelectronics was chosen to control the drive. The big advantage of this board is the low price. The microcontroller is equipped with many peripherals for driving asynchronous motors (electric motors in general) including timers with complementary output and adjustable dead-time, AD converters and GPIO pins [3].

The motor control structure is based on the usual strategy of driving asynchronous motors with a constant ratio between voltage and frequency. A 10 second time ramp was programmed for slow motor acceleration.

7 MEASUREMENT

Initially, the functionality of the control board was verified by measurement. The focus is devoted to verification of the correct operation of the auxiliary voltage source. Subsequently, the functionality of the inverter with the connected asynchronous motor was verified. The current waveform at 50 Hz is shown in Figure 5 and the entire inverter at the measuring workplace is shown in Figure 6.



Figure 5: Oscillogram of the output current.



Figure 6: The inverter at measuring workplace.

8 CONCLUSION

This paper aimed to introduce the reader to the design of an asynchronous motor drive for side sliding garage door. Furthermore, the paper presents solutions that have been applied, such as bridge rectifier, the power part of the inverter, the control part of the inverter and microcontroller. Finally, a test measurement was performed where the current waveform was measured at a frequency of 50 Hz. The inverter has been successfully tested and is now awaiting installation for the customer.

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 under institutional support and BUT specific research programme (project No. FEKT-S-20-6379).

REFERENCES

- [1] INFINEON: Inverter IPM Reference Board Type 1 for 1-Shunt Resistor [online]. [cit. 2019-01-03]. Dostupné z: https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-AN2016-11_CIPOS_Mini_Inverter_module_reference_board_type1_for_1-shunt_resistor-AN-v01_11-EN.pdf?fileId=5546d462566bd0c7015674af2c20258a
- [2] *STMicroelectronics: Viper16* [online]. [cit. 2019-05-16]. Dostupné z: https://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/513401/STMICROELECTRONICS/VIPER16HD.html
- [3] *STMicroelectronics: STM32 Nucleo-64 boards* [online]. [cit. 2019-05-16]. Dostupné z: https://www.st.com/en/evaluation-tools/nucleo-f303re.html#resource

ESTIMATING THE POWER BJT EXCESS CHARGE RECOMBINATION TIME CONSTANT

Ján Mikláš

Doctoral Degree Programme (1), FEEC BUT E-mail: jan.miklas@vutbr.cz

Supervised by: Petr Procházka E-mail: prochazkap@feec.vutbr.cz

Abstract: The paper demonstrates an experimental way of estimating the excess minority carriers charge stored within the the power bipolar transistor in the saturation mode, i.e. with both junctions forward-biased, as a reference to future IGBT switching action analysis. The method is based on analyzing the transient turn-off base current waveforms at different conditions right before this event. The base current is known to supply the minority carriers within the device. Estimating the recombination time constant serves as a basal precondition for further identification of the excess charge storage depending on various operating conditions and retrospectively an accurate identification of power BJT and IGBT various partial stage of switching action.

Keywords: power BJT, IGBT, saturation, excess charge storage, switching process measurement

1 INTRODUCTION

Knowing the excess minority carriers concentration within power BJT collector N-drift and base region, i.e. the amount of stored charge, during on-state (Fig 1) or simply the depth-of-saturation is not so crucial any more, nor in the case of intrinsic BJT of still widely used IGBTs. However, the



Figure 1: Simplified one-dimensional structure of power BJT. The geometry is illustrative i.e. not proportional to the real device dimensions. Also the concentrations within base and collector don't share the same scale (concentration gradient is kept constant to highlight its proportionality to shared collector current - pure diffusion current in saturation)

excess charge storage does not define only the static saturation characteristic, but also has significant impact on the switching speed and switching waveforms shape. Therefore, it is useful to have some quantitative information about this charge for switching action analysis and modeling as well as for ability to implement the advanced IGBT driving techniques [1], [2]. It is, however, not possible to measure the stored charge straightway, neither from device saturation characteristic nor the switching waveforms, especially in IGBT case, as it does not provide access to the intrinsic BJT terminals.

Access to BJT base current is crucial for the targeted task as it is known that excess minority carriers are supplied by the base current. Likewise, the charge can be deflated by the negative base current, as is the case of switching-off action of the transistor. The time integral of negative base current during turn-off event provides an information about the charge deflated by the base current - i.e. the steady-state excess charge right before the event.

Therefore, the use of an "archaic" power BJT for the reference purpose is highly beneficial as it provides the direct access to the base current by means of both measurement accuracy and controllability of waveform shape and parameters. Those observations common among the power BJT and intrinsic BJT within IGBT may be further applied to IGBT analysis.

Prior to other experimental charge storage analyses one need to eliminate the impact of charge recombination within transistor, because this charge is not reflected in the base current waveform. That means to use such conditions (current levels and switching time) that the recombined charge portion is provably negligible compared to that deflated by the negative base current or alternatively to quantify and account the recombination effect.

This is why it is very convenient to estimate the recombination time constant first. Next sections describe an experimental method of such estimation.

2 THEORY

From general semiconductor device physics, the amount of stored charge Q supplied by the current I and kept down by recombination with characteristic time constant τ [3] is described by the *charge control equation* [3] [4]:

$$\frac{\mathrm{d}Q}{\mathrm{d}t} = I - \frac{Q}{\tau} \tag{1}$$

Knowing the initial conditions (zero charge at zero time), the solution is:

$$Q = \tau I \left(1 - e^{-t/\tau} \right) \tag{2}$$





Here, the term τI can be denoted as saturation (steady state) charge Q_{sat} . A few findings can be implied from the solution (2) - also depicted in Fig. 2:

- The amount of steady state stored charge Q_{sat} is proportional to supply current. This is also apparent from the charge control equation (1) considering $\frac{dQ}{dt} = 0$ in steady state.
- In ideal case, time constant of exponential growth of charge is independent on supply current. In reality, especially in the case of power semiconductor devices, the time constant is dependent on level of injection [5], which is dependent on PN junction bias (and hence the current level).

3 METHODOLOGY

3.1 Assumptions and Experimental Limitations

The excess charge stored within lightly doped N-drift region in collector is essential for transistor saturation and forms the main portion of total stored charge supplied by the base current. A principally small base width and higher base doping (compared to collector) and hence the majority carriers concentration allows neglecting the base charge contribution to the total excess charge.

The base current is known to consist of multiple components, while only the hole current flowing into the collector I_{pC} supplies the minority excess charge there. Again, I_{pC} is the main portion of total base current, approximately β -times higher than hole current supplying the base charge and it is particularly proportional to the base current I_B magnitude.

The equation (1) can now be applied to charge storage within collector as follows:

$$\frac{\mathrm{d}Q}{\mathrm{d}t} = i_B(t) - \frac{Q(t)}{\tau} \tag{3}$$

which yields the solution of exponentially rising charge Q(t) in case of constant $i_B(t) = I_{B+}$ as illustrated on Fig. 2 and steady-state charge theoretically equal to:

$$Q_{sat} = I_{pC} \cdot \tau \approx I_{B+} \cdot \tau \tag{4}$$

There are two obstacles in the intention to measure this exponential charge collection:

- Its growth i.e. the instant value is not possible to be measured directly. One can only obtain the projection of the previous steady-state charge by time integration of the negative (charge deflating) transient turn-off base current $i_{B-}(t)$.
- Even the obtained steady-state charge projection $Q_{sat,m}$ ("m" stands for "measured") is not necessarily credible quantity as it is always the difference between the actual stored charge Q_{sat} and the portion of charge that already got recombined. This can be expressed from "discharging" analogy to (3) after integration as:

$$Q_{sat,m} = \int i_{B-}(t) \,\mathrm{d}t = Q_{sat} - \frac{1}{\tau} \int Q(t) \,\mathrm{d}t \tag{5}$$

This relation puts the practical presumption for the reasonable measurement: the magnitude of i_B , i.e. I_{B-} must be significantly greater than Q_{sat}/τ .

The charge control equation (3) is valid for collector charge in saturation mode only. The measurements were performed with open collector to satisfy this condition even at low I_{B+} levels (e.g. 200 mA). The consequences are as follows:

- saturation guaranteed even at low I_{B+} levels. Collector potential during on-state is always at the base potential plus approximately junction built-in voltage as the base-collector junction is forward biased or in equilibrium, never reverse biased. So, the active mode is excluded.
- Zero collector current $I_C = 0$. Side-effect of this condition is theoretically constant excess charge profile within collector (and base), the gradient pictured on Fig. 1 is zero, which maximizes the amount of stored charge at given I_{B+} thus increasing the measurement accuracy.
- Any "side" outflow of charge via collector terminal is excluded.

3.2 TEST SUMMARY

Based on above analysis, the following test procedure was proposed (all measurements are based on steady-state stored charge Q_{sat} projection into a charge-deflating negative base current waveform $(Q_{sat,m} = \int i_{B-} dt)$ at varying conditions:

• **Determining suitable** I_{B+} by varying I_{B+} at constant I_{B-} .

Linear dependency $Q_{sat} = f(I_{B+})$ is expected, according to (4): $Q_{sat} \approx I_{B+} \cdot \tau$. However, the charge-deflation time increases for increased Q_{sat} at constant I_{B-} , so the recombined charge portion becomes non-negligible and the resulting characteristic $Q_{sat,m} = f(I_{B+})$ should flatten at higher I_{B+} values, according to (5).

- Determining suitable I_{B-} by varying I_{B-} at constant I_{B+} . Constant I_{B+} yields a **constant** Q_{sat} according to (4): $Q_{sat} \approx I_{B+} \cdot \tau$. However, the charge-deflation time for constant Q_{sat} increases with decreasing I_{B-} , so the recombination effect begins to apply and the resulting characteristic $Q_{sat,m} = f(I_{B+})$ should tend to zero at low I_{B-} levels.
- **Determining** τ **itself** by varying the total "charging" on-time T_{on} at constant I_{B+} .

This is by all means the key measurement and also the key idea of test. Despite impossibility to measure the transient alternation of the successively growing charge, it is possible to compose such waveform by collecting individual steady-states and quasi-steady-states matching the desired time instant of transient waveform. Gradual shortening of charging time T_{on} approaches the margin of steady state / saturated charge and enters the quasi-steady-state region i.e. the not-fully "charged" stages. Triggering the turn-off event at any charging process stage gives the projection of charge status at instant right before the event, i.e. the status at time T_{on} after beginning of charging process. This allows the reconstruction of transient waveform by multiple steady-state measurements.

Exponential growth with time constant τ is expected according to (3), (2) and Fig. 2. Important requirement here is to ensure the equality among Q_{sat} and $Q_{sat,m}$ as proposed by above test steps.

3.3 TEST BENCH

All testing was performed on test bench built for fast switching measurement of power semiconductor devices with minimized parasitic influences as described in [6] in detail.

The device under test - power BJT BUV48A - was driven by discrete base driver through a variable base resistor to provide a constant I_{B+} during whole "charging" on-state period T_{on} as defined on Fig. 5. Separated current path and base resistors were ensured for I_{B+} and I_{B-} via diodes.

As explained before, the collector was left open-circuited.

4 MEASUREMENT RESULTS

All of the measured waveforms show a very long base current tail i.e. a slow decay of negative base current after the constant I_{B-} phase. The long current tail is caused by open collector test condition, zero collector current, constant collector excess charge profile and subsequent slow flattening of base-emitter junction voltage - slowing down the charge deflation by decreasing the negative base current magnitude. This is definitely not a real operating state, but there is no restriction of utilizing it for test purpose.

4.1 DETERMINING SUITABLE I_{B+}

The measured characteristic $Q_{sat} = f(I_{B+})$ on the right-hand side of Fig. 3 validates the expectations introduced in section 3.2.



Figure 3: Deflated charge as a function of base drive current I_{B+} .

The transient waveforms plotted on the left side of Fig. 3 show the increasing charge-deflation time with increasing charge. The total deflation time increase is not crucial by means of recombination charge amount, because most of the current tail runs after the deflation of major portion of total charge. Essential is the time increase of constant I_{B-} phase, as it begins at full charge volume, i.e. at high recombination rate given by Q/τ .

The linear region independent on negative I_{B-} is valid only at current levels of $I_{B+} < 0.2$ A. This is again not a real operating state, where a large I_C decreases the steady state charge.

4.2 DETERMINING SUITABLE I_{B-}

The measured characteristic $Q_{sat} = f(I_{B-})$ on the right-hand side of Fig. 4 validates the expectations introduced in section 3.2.



Figure 4: Deflated charge as a function of negative base drive current I_{B-} .

The waveforms on the left-side picture explain the increasing deflation (and high-level recombination) time with decreasing I_{B-} .

The recommended I_{B-} value for further testing at negligible recombination effect can be read from Fig. 4 to be $I_{B-} > 0.5$ A, depending on particular test conditions.

To be noted, the magnitude of I_{B-} on Fig. 4 does not reflect the amount of total stored charge, i.e. it is not proportional to recombination rate at given time instant. The total charge is defined by I_{B+} at the beginning of deflation process and continuously decreases with time progress with deflation rate ("speed") defined by I_{B-} level.

4.3 Determining τ

The measured characteristic $Q_{sat} = f(T_{on})$ on the right-hand side of Fig. 4 reflects the transient growth of stored charge within base and collector as introduced in section 3.2.



Figure 5: Deflated charge as a function of charge supply time *T*_{on}.

The time constant can be estimated from provided graph as time instant at which the charge reaches 63% of steady state value:

$$\tau \approx 11 \,\mu s$$
 (6)

It can be approximately verified by simple computation based on steady state relation (4) after substituting $Q_{sat} = 2\mu C$ and $I_{B+} = 0.2 A$ conditions from right-hand side graph on Fig. 4:

$$\tau = \frac{Q_{sat}}{I_{B+}} \approx \frac{2}{0.2}\,\mu s \tag{7}$$

5 CONCLUSION AND FUTURE WORK

The estimation method introduced in section 3.2 was experimentally verified as summarized in section 4. All of the test results match the theoretical expectations.

The estimation of recombination time constant enables further application of similar experimental method heading towards quantification of particular charge stored within base and collector of power BJT and identification of operating modes boundaries. Knowing the excess charge will allow the identification of particular operating stages boundaries during transistor switching process and further generalisation of gained observation to the IGBT switching modeling and analysis.

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 under institutional support and BUT specific research programme (project No. FEKT-S-20-6379).

The research was carried out under the project 737417-2 R3-PowerUP 300mm Pilot Line for Smart Power and Power Discretes financed by H2020-ECSEL-2016-2-IA-two-stage and under the project LQ1601 CEITEC 2020 financed by MEYS in the National Sustainability Programme.

REFERENCES

- Lobsiger, Y.. Kolar, J. W.: "Closed-Loop di/dt and dv/dt IGBT Gate Driver". In: IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 30, no. 6, pp. 3402-3417, June 2015, doi: 10.1109/TPEL.2014.2332811
- [2] Xu, H., Chang, Y., Luo, H., Li, W., He, X.: "Turn-off performance optimization of presspack IGBT with advanced active gate driver technique". In: 2017 19th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'17 ECCE Europe), Warsaw, 2017, pp. P.1-P.6, doi: 10.23919/EPE17ECCEEurope.2017.8098977
- [3] Pierret, R. F.: *Semiconductor Device Fundamentals*, Addison-Wesley Publishing Comany, 1996, ISBN 0-201-54393-1
- [4] Sze, S. M., Lee, M. K.: *Semiconductor Devices: Physics and Technology*, 3rd ed., New York: John Wiley & Sons, Inc. 2012
- [5] B. J. Baliga: Fundamentals of Power Semiconductor Devices, New York: Springer, 2008, ISBN 978-0-387-47313-0
- [6] Prochazka, P., Miklas, J., Pazdera, I., Patocka, M., Knobloch, J., Cipin, R.: "Measurement of Power Transistors Dynamic Parameters". In: Mechatronics 2017, p.571-577, ISBN 978-3-319-65959-6

A VALIDATION TOOL FOR THE VDIP METHOD FOR EARTH FAULTS LOCALIZATION AND ITS EVALUATION

Vít Krčál

Doctoral Degree Programme (1), FEEC BUT E-mail: xkrcal05@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: David Topolánek

E-mail: topolanek@feec.vutbr.cz

Abstract:

This paper describes a process of evaluation of the Vdip method for earth faults localization. For purposes of method validation, PSCAD simulation are used. In PSCAD, fault occurrences are simulated and COMTRADE format records are created. The fault records are then processed in Matlab with evaluation of the fault location. This process and can be useful for testing before the real-world application and can serve as reference.

Keywords: Vdip, fault localization, PSCAD,

1 INTRODUCTION

With rising demands for power supply continuity, a quick fault localization in distribution grids is desirable. While in solidly grounded systems the short circuit faults produce a high-level fault current, which can indicate the fault location based on loop impedance, in resonant earthed system the earth fault current is compensated and therefore is not so convenient for fault localization. To avoid the negative effects of conventional process of sequential disconnecting and reclosing of line sections at the faulty feeder, several methods based on different principles have been developed [1-3].

In accordance with trends of deploying distributed measurement systems a new method for earth fault localization based on distributed measuring was presented [4]. This Vdip method monitors negative sequence changes of voltage and current in the network to estimate the location of source of unbalance, which in resonant earthed systems is mostly single line-to-ground fault or double line-to-ground fault peculiarly. The Vdip method could increase the potential of distributed measurement systems and could prove useful mainly in such countries (e.g. Central Europe), where MV distribution networks are operated as resonant earthed with arc suppression coil.

2 VDIP LOCALIZATION METHOD

The Vdip method principle is described in European patent [5]. The evaluation process combines inputs from measured voltage changes at distribution transformer stations (DTS) and current changes in supply MV substation with numerical model of the network. To conduct a numerical model of the network, real physical parameters of network components need to be known. That involves impedances of distribution lines, superior transmission system, HV/MV transformer and current topology. Exactness of these parameters affect the localization accuracy. The negative sequence scheme of the network is created and the sections of distribution lines are divided into small elements (e.g. 100 m), to which the localization accuracy is limited. An auxiliary current source, representing the fault, is then being gradually connected to auxiliary nodes defined by the small element division. For each case an iterative load flow algorithm is carried out and negative sequence changes from measured data are compared with numerical results in corresponding measurement

node. The node, for which the differences are the smallest, is considered as the one with highest probability of fault presence.

To obtain the measured values of negative sequence voltage/current changes a monitoring system needs to be installed. The Vdip method relies on negative sequence voltage monitors (NSVM) placed at LV side of distribution transformer and on negative sequence current monitor (NSCM) placed either at MV side of HV/MV supply transformer or separately at each feeder. In the latter case, the function of NSCM can be substituted with suitable utilization of data from feeder protection relays.

3 DATA PROCESSING AND EVALUATION

To ensure correct functionality of the Vdip method a complex evaluation process needs to be established. Some of the calculation procedures are intended to be included as a functionality in the distributed measurement devices (NSVM) and the designed algorithms serve as a standard for final firmware implementation. Other processes are to be carried out in the computation centre, utilizing records from all the monitors and evaluating the fault location. The designs of related algorithms have been developed in Matlab programming language.

The evaluation process is demonstrated on one MV network referential feeder, for which field testing was already carried out [6]. The field experiments have shown some promise with the average location error around 1 km in cases of fault distances 23 and 35 km from the substation. Since the field tests execution, the designs of functionalities of NSVM and NSCM have been upgraded to reduce localization errors. The tested feeder was modelled in PSCAD to enable further testing and Vdip method validation. The combination of PSCAD simulation and Vdip evaluation process can show behaviour and validity of the method. A simplified scheme of the feeder is depicted in **Figure 3**.

A flowchart summarizing the processes of validation is shown in **Figure 1**. The flowchart is also relevant to a real-life application if the simulation blocks are substituted with real-life operation and measurement. The procedures are shortly described in following sections.



Figure 1: Flowchart of Vdip method evaluation in process of validation

3.1 COMTRADE FORMAT RECORDS – INSTANTANEOUS VALUES

The input values of the monitors functionality are either instantaneous sampled values of voltage and current in NSVM and NSCM or the values in COMTRADE format in case of using data from feeder protection. The COMTRADE format is used in the case of PSCAD simulation as well. Therefore, the conversion from COMTRADE to sampled instantaneous values needs to be completed and such module is necessary in the computation unit.

3.2 NEGATIVE SEQUENCE CHANGES CALCULATION

The problem of negative sequence changes calculation from instantaneous measured values is described in [7]. This functionality needs to be deployed in the firmware of monitors to give the right fault signal and send the records to central unit. The monitors Vdip functionality has two modes with different setting – one for earth faults and one for short-circuit faults. In this paper, only earth fault mode is described, but most of the procedures are identical for both settings.

The referential design of data processing assumes a sampling frequency of 4 kS/s. In case of fixed sampling rate in the measuring device (as in feeder protection) resampling of the records is carried out. For this purpose, the system frequency has to be estimated. In the earth fault mode digital filtering for interharmonics could be applied. For fundamental frequency phasor estimation, the full cycle Fourier transform algorithm is used as it neglects negative effects of harmonic distortion. From asymmetrical (phase) phasors, negative sequence phasors are calculated using Fortescue transformation.

The principle of calculating negative sequence changes is based on subtracting average values of negative sequence phasors in two sliding consecutive time frames (windows). The time frames have the same length and are shifted by a time lag. In each frame, the average value of negative sequence phasor can be calculated as mean average. Both the frame length and shift are settable parameters and may vary depending on the type of fault, i.e. the detection of short-circuit faults require different setting than the detection of earth faults. With optimized frame setting, negative effects of ripple control related disturbances are significantly reduced [7].

3.3 RECORDS SYNCHRONIZATION AND MAXIMUM VALUES READING

After the fault records from NSCM and NSVMs are sent to the centre, they are synchronized using a cross-correlation method. A maximum of negative sequence current change in **Figure 2**. NSCM record is found and for this time values of negative sequence voltages in NSVM records are determined. Synchronized negative sequence changes records for one measurement are depicted in When evaluating the referential PSCAD case, the synchronization is not necessary, but it is carried out anyway to check the functionality.

3.4 FAULT LOCATION EVALUATION ACCORDING TO VDIP METHOD

Besides the maximum negative sequence voltage and current changes, detail information about the network topology is required. The network parameters are stored in a user-approachable load file, e.g. an XLS file. The load file contains topology data, including information about nodes, places where the monitors are installed, impedances of distribution lines segments, positions of breakers and impedances of HV/MV transformer and transmission network. The evaluated fault location is presented via table of the most probable locations, sorted by the highest. For method validation and assessment, only the most probable location is considered.



Figure 2: Synchronized records of negative sequence changes for maximum values determination

4 SIMULATION ASSESSMENT

Mentioned PSCAD model of the referential feeder was created, respecting the real physical parameters as much as possible. Distribution lines are modelled with PI sections, values of loads are fictional and modelled as constants. The network is operated as resonant earthed with an auxiliary resistor connected for 1 s to increase the fault current. The network is equipped with one NSCM at secondary side of supply transformer and with seventeen NSVMs at DTS's throughout the faulty feeder. The situation is shown in **Figure 3**, where only DTS's equipped with monitors are portrayed.



Figure 3: Schematic depiction of the referential feeder

Simulations have shown, that the Vdip method can be very accurate and locate the fault to a precision defined by network segmentation (e.g. 100 m). However, the accuracy is limited to the accuracy of input data. For instance, the localization performance is quite sensitive to impedance of transmission network, which is uneasy to estimate.

Since the method is dependent on measured data, with more NSVMs installed, better results of localization can be achieved. Also, it is important to place some NSVMe to the most distant DTS's to cover the whole feeder. For example, if the fault appears in point F according to **Figure 3**, with the breakers A and C closed and B open, the fault is localized much closer to DTS no. 10 as it has the last NSVM in the branch. In configuration when both the breakers B and C are closed, the localization of the same fault is much more precise.

5 CONCLUSION

An evaluation referential process of the Vdip method was presented. For the method validation, a PSCAD simulation can be used, followed by data processing leading to the fault localization. This method of assessment can be useful as a trial in preparations before the real-life implementation. Simulations have shown, that with the Vdip method could be very precise and the error of fault localization can be smaller than 100 m, but the input data has to be accurate as well.

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 Technology Agency of the Czech Republic (project No. TA188S08001)

REFERENCES

- F.M. Aboshady, D.W.P Thomas and M. Sumner, "A new single end wideband impedance based fault location scheme for distribution systems," Electric Power System Research, 2019, Vol. 173, pp. 263–70
- [2] R. M. Capelini et al., "Methodology for fast fault location in overhead distribution networks by the application of temporary georeferenced fault indicators," 2016 IEEE International Conference on High Voltage Engineering and Application (ICHVE), Chengdu, 2016, pp.1-4.
- [3] S. Shi, B. Zhu, A. Lei and X. Dong, "Fault Location for Radial Distribution Network via Topology and Reclosure-Generating Traveling Waves," in IEEE Transactions on Smart Grid, vol. 10, no. 6, pp. 6404-6413, Nov. 2019.
- [4] D. Topolanek, M. Lehtonen, P. Toman, J. Orsagova and J. Drapela, "An earth fault location method based on negative sequence voltage changes at low voltage side of distribution transformers." International Journal of Electrical Power & Energy Systems. 2020. Vol. 118, p. 105768.
- [5] D. Topolanek, P. Toman and J. Orsagova, "Evaluation method for determining of the probability of an asymmetrical fault location in a distribution network and a monitoring system for performing such method," European patent No. EP2940483 (A1); Priority date: 2014-04-14, European Patent Office.
- [6] D. Topolanek, P. Toman, J. Drapela, V. Jurak, M Jurik, J. Jiricka, "Evaluation of the new method Vdip for an earth fault location," in CIRED 2019 25th International Conference and Exhibition on Electricity Distribution, Madrid, Spain, 2019, pp. 1-5.
- [7] V. Krcal, D, Topolanek, "Negative sequence changes calculation for purposes of fault localization," in 21st International Scientific Conference on Electric Power Engineering (EPE), Prague, 2020.

ANALYSIS OF VARIOUS CANDIDATE SALTS FOR MOLTEN SALT REACTOR APPLICATION BY MCNP SOFTWARE

Taron Petrosyan

Doctoral Degree Programme (3), FEEC BUT

E-mail: xpetro18@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Karel Katovsky

E-mail: katovsky@feec.vutbr.cz

Abstract: In present study, the model of Molten Salt Reactor was developed for Monte Carlo N-Particle Transport [1] computational code analysis. In the course of work, two main tasks were fulfilled, which are simulation of target material behavior as a neutron convertor (producer) under 800MeV energy proton beam and criticality calculation of the designed reactor. As a result of analysis through the MCNP software, neutron flux, as well as the value of k_{eff} multiplication factor of Molten Salt Reactor for a number of different molten salts compositions assessed.

Keywords: Molten Salt Reactor, MCNP, criticality, Thorium

1 INTRODUCTION

Being the ones investigated in the past [2], molten salt reactors presents increasing interest nowadays due to various advantages, such as low excess reactivity, low pressure, attractive Th - U fuel cycle, etc. For this kind of reactors nuclear fuel is in the phase of liquid and continuously circulated through the core. The advantage of such reactors is the capability of use with accelerator, which opens the way of consumption of abundant Thorium as a nuclear fuel. The thorium fuel cycle is dependent on the conversion of the fertile isotope ^{232}Th to the fissile isotope ^{233}U , an isotope that is not found in nature, which leads to a significant engineering challenge. Reactor internals consists of the lead target placed in the central part of the vessel, the beam pathway designed for irradiation of the target, graphite layers for neutron moderation and holes through them as fuel channels. It is proposed that fuel, in a liquid phase must flow through the reactor vessel providing heat to the exchanger and enter back to the reactor from the bottom. As a fuel, thorium should be used with additional salt composition. But thorium as is not a fissile material but fertile, capable to produce ²³³U isotopes when absorbs the neutron. Conversion should be achieved by accelerator with 800 MeV proton beam, directed from the top of the system to the lead target [3]. Lead plays a role of neutron convertor, which will produce sufficient amount of neutrons to sustain the Th - U fuel cycle. The reactor should operate at a temperature of about 700 degrees Celsius. According to design, the multipication factor of the system should be about 0.95 compared to $k_{eff} = 1$ for a classical reactor. However, by making up for the 5-10 % loss of neutrons from an external neutron source, the system would function effectively even though the chain reaction would not be self-sustaining. In the current study, the base for the Molten Salt Reactor was taken from the work of C. Bownman [3]. According to its data, reactor vessel is a 5 m tall cylinder with a diameter of 4 m. Beam pathway length is 2.15 m with a diameter of 0.2 m. Proton beam should be directed through this path to irradiate lead target with a dimentions of 0.7 m and 0.2 m for length and diameter respectivley.

2 MCNP SIMULATION

Two separate tasks were performed for Molten Salt Reactor investigation, however same model used for both cases with same material compositions. The first one was concentrated on the simulation of

spallation target under 800MeV energy proton beam to calculate the neutron flux and energy distribution and the second one was the assessment of k_{eff} for a several molten salt fuel compositions[4]. Since the quantity and dimensions of fuel channels are not provided, it was chosen to model 50 channels with a radius of 10 cm distributed throughout the core (Figure 1). Simulation tasks were conducted under default CEM03.03[5] physics model. As a result of interaction of protons with the lead target neutrons should be produced, which themselves should make fertile ²³²Th produce fissile ²³³U. Run was done with 1.0E+6 particle histories on the "nps" card.



Figure 1: Molten Salt Reactor Core (vertical and horizontal cross sections), Blue – Graphite, Yellow – Molten Fuel, Red – Beam Pathway, Green – Lead Target

For the second task, as initial condition for energy distribution of neutrons source for the criticality calculation the outcome from the first simulation was used. In such a way, neutrons were modeled in all the fuel channels in the central horizontal plane of the system with the same energy distribution as the starting source for thorium cycle. For criticality calculation the same "kcode" card values were used for all investigated salts compositions, which are: 10000 neutrons the number of sources per cycle, 1.0 as a value for initial guess of k_{eff} , 200 numbers of cycles to be skipped before beginning tally accumulation and 600 as a total number of cycles to be done. For thermal treating a free-gas model was involved. Cross Section for graphite moderator from $S(\alpha,\beta)$ libraries [6] has been set appropriate to the temperature of normal operation on "mt" card of the input file. According to design, a 500-MWt thermal ADEP (Accelerator-Driven Energy Production) system can be brought into power production by a start-up inventory of 10,000 kg of Th and 700 kg of 20 % low enriched uranium. However, the ratio between fuel and salt addition is not provided, but was obtained as a separate task by the MCNP software with a condition of getting a result of about 0.95 for the multiplication factor, as preposed in the reference [3]. Doing so, 80% to 20% weight ratio between fuel and salt was assessed for further simulations. For cross-section data, those appropriate for operational temperature of the reactor were chosen. Nuclear data libraries used in simulations are presented in the Table 1. Alongside with nuclear fuel ${}^{232}Th$ ${}^{233}U$ a number of different fluorides, chlorides, nitrides salt compositions were simulated with 20% in composition. Furthermore, neutron fluxes and energy deposition inside the core were shown using the "tmesh" card. All MCNP runs for the second task were done with more than 6.0E+6 particle histories.

Library	Material	
ENDF70/A	nat. C, N, O, Ar, Ar, Ar, F, Na	
ENDF70/I	206Pb, 207Pb, 208Pb	
ENDF70/K	232Th	
ENDF70/J	233U	
ENDF71/X	nat. Rb, Na, Be, Li, Cl, Zr, K, Ca	
Table1: Nuclear Data Libraries		

3 RESULTS OF ANALYSIS

1) LEAD TARGET IRRADIATION

The results of neutron flux calculation for 800MeV energy proton beam irradiation are shown in figure 2 with an average relative error value of 0.018%. The neutron flux values were divided into energy bins ranging from 1E-8 to 15 MeV. It is well seen from the graph that neutrons with energies up to 0.01keV are greater in contrast to the neutrons with higher energies. Total neutron production per source particle was calculated 16.14 n/p with a relative uncertainty of 0.0013%.





Figure 3: Neutron Flux Distribution in Core

As a result of this simulation energy distribution of neutrons were obtained alongside with neutron flux values, which can futher serve for reaction rates determination. Neutron flux in the case of loaded core is shown in figure 3. It is important to note here that the values presented in figure are those that corresponds to one source particle interaction.

2) ASSESMENT OF keff

A set of simulations were carried out for investigation of several salts behavior in molten medium with a nuclear Th-U fuel. Every simulation carried out with fixed 80% nuclear fuel but different salt composition. As a result of simulations k_{eff} multiplication values were obtained with corresponding errors, which are shown in Table. 2.

ThU - Salt Composition	keff	Error
	,,	
LiCl	0.33819	0.00017
LiCl-KCl	0.37304	0.0002
LiF-KF	0.92074	0.00045
LiF-ZrF ₄	0.95588	0.00045
LiF-NaF-KF	0.92332	0.00042
LiF-NaF-RbF	0.93949	0.00046
LiF-BeF ₂ -ZrF ₄	0.95366	0.00044
LiF-RbF	0.94077	0.00043
LiF-BeF ₂	0.95394	0.00043
LiF-CaF ₂	0.95123	0.00058
KNO ₃	0.87783	0.00044
NaNO ₃	0.89782	0.00042
NaCl-KCl	0.42101	0.00022
KCl	0.44416	0.00022

Table 2: Chemical Compositions of Molten Salts

According to the table, the lowest k_{eff} was calculated for chlorides compositions and the biggest for alkali and alkaline metal fluorides. Especially bigger ones are those containing beryllium and/or zirconium. Relatively big criticality values were obtained for nitrides, however not much to be used in proposed reactor design. Alkali and alkaline metal salts compositions showed appropriate results for the Accelerator Driven Molten Salt Reactor operation, as according to its design the lack of 5-10% should be covered by external accelerator source.

Neutron flux with relatively high k_{eff} value, in particular, LiF – ZrF₄ salt is shown in Figure 4 distributed by several energy bins. For comparison with flux obtained for salt, which showed low multiplication factor, neutron flux of LiCl – CaCl presented in Figure 5. According to the graphs, difference in neutron flux between these cases are negligible, hence different k_{eff} values are conditioned mostly by absorption cross section differences of salt additions.



4 CONCLUSION

In the current study, the model of conceptual Molten Salt Reactor was developed for MCNP analysis. A set of simulations were carried out for investigation of behavior of lead target under 800MeV proton beam, by getting the results for neutron flux, energy distribution, as well as criticality assessment for several types of salts as a part of medium of nuclear fuel. Neutron fluxes and energy distribution visualization are shown as a part of the current work. The results of neutron fluxes can be further served for determination of reaction rates in the core of proposed reactor. Around 16.14 neutrons were found to be produced per incident proton, which is 3-4 neutrons less than current MSR reactor purposes. According to k_{eff} assessments, alkali metal fluoride salts showed appropriate value to be considered alongside Th - U fuel cycle, being slightly lower from critical value to be balanced by accelerator.

REFERENCES

- C.J. Werner, "MCNP Users Manual Code Version 6.2", Los Alamos National Laboratory, report LA-UR-17-29981, 2017
- [2] P. N. Haubenreich, J.R. Engel, "Experience with the Molten-Salt Reactor Experiment" in *Nuclear Applications and Technology*, vol. 8, pp. 118-136, 1970
- [3] C. D. Bowman, "Basis and Objectives of the Los Alamos Accelerator-Driven Transmutation Technology Project", Los Alamos National Laboratory, 1995
- [4] R.J. McConn, C.J. Gesh, R.T. Pagh, R.A. Rucker, R.G. Williams, "Compendium of Material Composition Data for Radiation Transport Modeling", Revision 1, PNNL-15870, 2011
- [5] S. Mashnik and A. Sierk, "CEM03.03. Monte-Carlo Code system to calculatenuclear reactions in the framework of the improved cascade-exciton model", CEM0303 User Manual, Los Alamos NationalLaboratory, Report LA-UR-12-013642012.
- [6] J. L. Conlin, "Linsting of Available ACE Fatat Tables", Los Alamos National Laboratory, report LA-UR-17-20709, 2017

Doktorské projekty

Teoretická elektrotechnika, fyzika a matematika

ON SOLUTIONS OF A DISCRETE EQUATION OF EMDEN-FOWLER TYPE

Evgeniya Korobko

Doctoral Degree Programme (1. ročník), FEKT BUT E-mail: xkorob01@stud.feec.vutbr.cz, jakovi300195@yandex.ru

> Supervised by: Josef Diblik E-mail: diblik@feec.vutbr.cz

Abstract: The present paper considers a discrete Emden-Fowler-type equation. It is proved that there exists at least one solution with a prescribed asymptotic behavior for all sufficiently large values of the independent variable. The proof is based on a result proved previously.

Keywords: Discrete equation, asymptotic behavior of solution, Emden-Fowler type equation.

1 INTRODUCTION

The well-known Emden-Fowler-type n-th order non-linear differential equation

$$y^{(n)} - p(x) |y|^k \operatorname{sgn} y = 0$$
(1)

(where $n \ge 2$, $n \in \mathbb{N}$, k > 0 and p(x) is a continuous function) is together with its particular cases widely studied by many authors. We refer at least to R. Emden [1], who derived equations of this type when studying equilibrium conditions of a polytropic gas sphere.

In the present paper we consider a discrete analogy

$$\Delta^2 u(k) - k u^2(k) = 0.$$
 (2)

of the second-order non-linear Emden-Fowler-type differential equation

$$y''(x) - xy^2(x) = 0.$$
 (3)

In (2), Δ denotes the first forward difference, i.e., $\Delta u(k) = u(k+1) - u(k)$, $u: N(a) \to \mathbb{R}$, $N(a) = \{a, a+1, ...\}$, $a \in \mathbb{N}$. Equation (3), as it can be easily verified, has a solution $y = 12/x^3$. Unfortunately, discrete equation (2) has no exact solution of the same or similar form. Therefore, a problem arises if equation (2) admits a solution with asymptotic behavior (for $k \to \infty$) motivated by the above solution of equation (3). In other words, we are facing the following problem: does there exist a solution to discrete equation (2) with asymptotic behavior

$$u(k) \sim d/k^3 \tag{4}$$

for $k \to \infty$, where *d* is a constant? The paper finds such a solution. The main result is formulated by the following theorem.

Theorem 1 Let a be sufficiently large. Then, equation (2) has at least one solution $u: N(a) \to \mathbb{R}$, such that

$$u(k) = \frac{12}{k^3} - \frac{180}{k^4} + O\left(\frac{1}{k^{9/2}}\right),\tag{5}$$

$$\Delta u(k) = \frac{12}{(k+1)^3} - \frac{12}{k^3} - \Delta\left(\frac{180}{k^4}\right) \cdot \left(1 + O\left(\frac{1}{k^{1/2}}\right)\right),\tag{6}$$

$$\Delta^2 u(k) = \frac{12}{(k+2)^3} - \frac{24}{(k+1)^3} + \frac{12}{k^3} - \Delta^2 \left(\frac{180}{k^4}\right) \cdot \left(1 + O\left(\frac{1}{k^{1/2}}\right)\right)$$
(7)

where O is the Landau order symbol "big O".

2 PRELIMINARIES

Let us introduce the necessary auxiliaries (based on [2]). We consider a system of discrete equations

$$\Delta u(k) = F(k, u(k)), \tag{8}$$

with $F: N(a) \times \mathbb{R}^n \to \mathbb{R}^n$, $u = (u_1, \dots, u_n)$, $\Delta u(k) = u(k+1) - u(k)$ where $k \in N(a)$. Let us define a set $\Omega \subset N(a) \times \mathbb{R}^n$ where

$$\Omega = \{(k, u) : k \in N(a), b_i(k) < u_i < c_i(k), i = 1, \dots, n\}$$

with $b_i(k)$, $c_i(k)$, $b_i(k) < c_i(k)$, i = 1, ..., n being real functions defined on N(a). Let us define auxiliary functions

$$B_i(k,u) := -u_i + b_i(k), \ i = 1, \dots, n,$$

 $C_i(k,u) := u_i - b_i(k), \ i = 1, \dots, n$

on $N(a) \times \mathbb{R}^n$ and auxiliary sets for every i = 1, ..., n

$$\Omega_{B}^{i} = \{(k,u) : k \subset N(a), B_{i}(k,u) = 0, B_{j}(k,u) \le 0, C_{k}(k,u) \le 0, \forall j,k = 1,...,n, j \ne i\},$$

$$\Omega_{C}^{i} = \{(k,u) : k \subset N(a), C_{i}(k,u) = 0, B_{j}(k,u) \le 0, C_{k}(k,u) \le 0, \forall j,k = 1,...,n, k \ne i\}.$$

Then, the set Ω can be written as

$$\Omega = \{(k,u) : k \in N(a), B_i(k,u) < 0, C_j(k,u) < 0, i, j = 1, \dots \}.$$

The following theorem is a slight modification of [2, Theorem 1].

Theorem 2 Let $b_i(k)$, $c_i(k)$, $b_i(k) < c_i(k)$, i = 1, ..., n be real functions defined on N(a), $F : N(a) \times \mathbb{R}^n \to \mathbb{R}^n$. If

$$F_i(k,u) < b_i(k+1) - b_i(k)$$
(9)

for every i = 1, ..., n and every $(k, u) \in \Omega_B^i$, and

$$F_i(k,u) > c_i(k+1) - c_i(k)$$
(10)

for every i = 1, ..., n and every $(k, u) \in \Omega_C^i$, then there exists an initial problem

$$u(a) = u^*, \tag{11}$$

with $u_i^* \in (b_i(a), c_i(a))$, i = 1, ..., n such that the corresponding solution $u = u^*(k)$ of system (8) satisfies $(k, u(k) \in \Omega)$, that is, the inequalities

$$b_i(k) < u_i^*(k) < c_i(k),$$
 (12)

hold for every $k \in N(a)$ and i = 1, ..., n.

3 PROOF OF THEOREM 1.

Let Y_0 , Y_1 and Y_2 be new dependent variables connected with u, Δu and $\Delta^2 u$ by the formulas

$$u(k) = \frac{12}{k^3} - \frac{180}{k^4} \left(1 + Y_0(k)\right), \tag{13}$$

$$\Delta u(k) = \frac{12}{(k+1)^3} - \frac{12}{k^3} - \Delta\left(\frac{180}{k^4}\right) \cdot (1+Y_1(k)), \tag{14}$$

$$\Delta^2 u(k) = \frac{12}{(k+2)^3} - \frac{24}{(k+1)^3} + \frac{12}{k^3} - \Delta^2 \left(\frac{180}{k^4}\right) \cdot (1+Y_2(k)).$$
(15)

Below we omit some technical calculations. Taking the first difference of (13) and equating it to (14) we get

$$\Delta Y_0 = -\left(\frac{4}{k} + O\left(\frac{1}{k^2}\right)\right) \cdot (Y_1(k) - Y_0(k)). \tag{16}$$

Doing the same with equations (14), (15) we get

$$\Delta Y_1(k) = -\left(\frac{5}{k} + O\left(\frac{1}{k^2}\right)\right) \cdot (Y_2(k) - Y_1(k)). \tag{17}$$

Finally, for Y_0 , Y_1 and Y_2 , we have

$$\Delta Y_0 = -\left(\frac{4}{k} + O\left(\frac{1}{k^2}\right)\right) \cdot (Y_1(k) - Y_0(k)),\tag{18}$$

$$\Delta Y_1(k) = -\left(\frac{5}{k} + O\left(\frac{1}{k^2}\right)\right) \cdot (Y_2(k) - Y_1(k)). \tag{19}$$

In order to ensure that system (18), (19) is equivalent with equation (2), we need to find $Y_2(k)$ supplement assuming, in advance, that $Y_0(k)$ tends to zero as $k \to \infty$ using substitutions (13), (15) in equation (2). After some calculations we get

$$Y_2(k) = \frac{6}{5}Y_0 + O\left(\frac{(1+Y_0(k))^2}{k}\right).$$
(20)

Substituting $Y_2(k)$ into (19) we get a first-order system of discrete equations

$$\Delta Y_0 = -\left(\frac{4}{k} + O\left(\frac{1}{k^2}\right)\right) \cdot (Y_1(k) - Y_0(k)),\tag{21}$$

$$\Delta Y_1(k) = -\left(\frac{5}{k} + O\left(\frac{1}{k^2}\right)\right) \cdot \left(-Y_1(k) + \frac{6}{5}Y_0 + O\left(\frac{(1+Y_0(k))^2}{k}\right)\right).$$
(22)

Let us define functions

$$\begin{split} b_1(k) &:= -\frac{\varepsilon_1}{k^{\alpha}}, \ c_1(k) := \frac{\varepsilon_2}{k^{\alpha}}, \\ b_2(k) &:= -\frac{\varepsilon_3}{k^{\beta}}, \ c_2(k) := \frac{\varepsilon_4}{k^{\beta}}. \end{split}$$

where $\varepsilon_i > 0$, i = 1, 2, 3, 4, $\alpha > 0$ and $\beta > 0$.

Below we apply Theorem 2 to the system (21), (22). In its formulation, we set n = 2, $u_1 := Y_0$, $u_2 := Y_1$ and the domain Ω is specified as

$$\Omega = \left\{ (k,u) : k \in N(a), b_1(k) = -\frac{\varepsilon_1}{k^{\alpha}} < Y_0 < c_1(k) = \frac{\varepsilon_2}{k^{\alpha}}, \ b_2(k) = -\frac{\varepsilon_3}{k^{\beta}} < Y_1 < c_2(k) = \frac{\varepsilon_4}{k^{\beta}} \right\}.$$

Then,

$$F_1(k, Y_0, Y_1) := -\left(\frac{4}{k} + O\left(\frac{1}{k^2}\right)\right) \cdot (-Y_0(k) + Y_1(k)),$$

$$F_2(k, Y_0, Y_1) := -\left(\frac{5}{k} + O\left(\frac{1}{k^2}\right)\right) \cdot \left(\frac{6}{5}Y_0 - Y_1(k) + O\left(\frac{(1+Y_0(k))^2}{k}\right)\right)$$

Let us compute and estimate the values $F_1(k, b_1, Y_1)$, $F_1(k, c_1, Y_1)$, $F_2(k, Y_0, b_2)$, $F_2(k, Y_0, c_2)$ and prove that there exist α , β , ε_1 , ε_2 , ε_3 and ε_4 such that the inequalities (9), (10) hold. We have

$$F_1(k,b_1,Y_1) = -\left(\frac{4}{k} + O\left(\frac{1}{k^2}\right)\right) \left(\frac{\varepsilon_1}{k^{\alpha}} + Y_1\right) < -\left(\frac{4}{k} + O\left(\frac{1}{k^2}\right)\right) \left(\frac{\varepsilon_1}{k^{\alpha}} - \frac{\varepsilon_3}{k^{\beta}}\right).$$

Then, (9) will hold if

$$-\left(\frac{4}{k}+O\left(\frac{1}{k^2}\right)\right)\left(\frac{\varepsilon_1}{k^{\alpha}}-\frac{\varepsilon_3}{k^{\beta}}\right) < b_1(k+1)-b_1(k) = -\frac{\varepsilon_1}{(k+1)^{\alpha}} + \frac{\varepsilon_1}{k^{\alpha}}$$
$$= -\frac{\varepsilon_1}{k^{\alpha}}\left(1-\frac{\alpha}{k}+O\left(\frac{1}{k^2}\right)-1\right) \sim \frac{\varepsilon_1\alpha}{k^{\alpha+1}}\left(1+O\left(\frac{1}{k}\right)\right).$$

Hence, (9) holds if, for all sufficiently large k,

$$\frac{4\varepsilon_3}{k^{\beta+1}} < \frac{\varepsilon_1(\alpha+4)}{k^{\alpha+1}}.$$

The last inequality holds either if $\beta > \alpha$ or if $\alpha = \beta \land (4\epsilon_3 < \epsilon_1(\alpha + 4))$. Similarly,

$$F_1(k,c_1,Y_1) = -\left(\frac{4}{k} + O\left(\frac{1}{k^2}\right)\right) \left(-\frac{\varepsilon_2}{k^{\alpha}} + Y_1(k)\right) > -\left(\frac{4}{k} + O\left(\frac{1}{k^2}\right)\right) \left(-\frac{\varepsilon_2}{k^{\alpha}} + \frac{\varepsilon_4}{k^{\beta}}\right)$$

and (10) will hold if

$$-\left(\frac{4}{k}+O\left(\frac{1}{k^2}\right)\right)\left(-\frac{\varepsilon_2}{k^{\alpha}}+\frac{\varepsilon_4}{k^{\beta}}\right)>c_1(k+1)-c_1(k)>-\frac{\varepsilon_2\alpha}{k^{\alpha+1}}\left(1+O\left(\frac{1}{k}\right)\right)$$

Hence,

$$\frac{4\varepsilon_4}{k^{\beta+1}} < \frac{\varepsilon_2(\alpha+4)}{k^{\alpha+1}}$$

The last inequality holds either if $\beta > \alpha$ or if $\alpha = \beta \land (4\epsilon_4 < \epsilon_2(\alpha + 4))$. Let us proceed similarly with the second equation and with function F_2 . We get

$$\begin{split} F_2(k, Y_0, b_2) &= -\left(\frac{5}{k} + O\left(\frac{1}{k^2}\right)\right) \cdot \left(\frac{6}{5}Y_0 + \frac{\varepsilon_3}{k^\beta} + O\left(\frac{(1+Y_0(k))^2}{k}\right)\right) \\ &< -\left(\frac{5}{k} + O\left(\frac{1}{k^2}\right)\right) \cdot \left(-\frac{6}{5}\frac{\varepsilon_1}{k^\alpha} + \frac{\varepsilon_3}{k^\beta} + O\left(\frac{(1+Y_0(k))^2}{k}\right)\right) \\ &< b_2(k+1) - b_2(k) < \frac{\varepsilon_3\beta}{k^{\beta+1}}\left(1 + O\left(\frac{1}{k}\right)\right) \end{split}$$

or

$$\frac{6\varepsilon_1}{k^{\alpha+1}} + O\left(\frac{(1+Y_0(k))^2}{k^2}\right) < \frac{\varepsilon_3(\beta+5)}{k^{\beta+1}}$$

The last inequality holds either if $\alpha > \beta$, but then it contradicts the previous case, or if $\alpha = \beta, \alpha < 1 \land (6\epsilon_1 < \epsilon_3(\beta + 5))$. Similarly, we consider inequality

$$\begin{split} F_2(k, Y_0, c_2) &= -\left(\frac{5}{k} + O\left(\frac{1}{k^2}\right)\right) \cdot \left(\frac{6}{5}Y_0 - \frac{\varepsilon_4}{k^\beta} + O\left(\frac{(1+Y_0(k))^2}{k}\right)\right) \\ &> -\left(\frac{5}{k} + O\left(\frac{1}{k^2}\right)\right) \cdot \left(\frac{6}{5}\frac{\varepsilon_2}{k^\alpha} - \frac{\varepsilon_4}{k^\beta} + O\left(\frac{(1+Y_0(k))^2}{k}\right)\right) \\ &> c_2(k+1) - c_2(k) > -\frac{\varepsilon_4\beta}{k^{\beta+1}}\left(1 + O\left(\frac{1}{k}\right)\right) \end{split}$$

or its equivalent variant

$$\frac{6\varepsilon_2}{k^{\alpha+1}} + O\left(\frac{(1+Y_0(k))^2}{k^2}\right) < \frac{\varepsilon_4(\beta+5)}{k^{\beta+1}}$$

The last inequality will hold either if $\alpha > \beta$ or if $\alpha = \beta, \alpha < 1 \land (6\epsilon_2 < \epsilon_4(\beta + 5))$. The first possibility contradicts the above conditions, therefore, all inequalities will hold if

$$\begin{array}{l} \alpha=\beta,\\ \alpha<1,\\ 4\epsilon_3<\epsilon_1(\alpha+4),\\ 4\epsilon_4<\epsilon_2(\alpha+4),\\ 6\epsilon_1<\epsilon_3(\beta+5),\\ 6\epsilon_2<\epsilon_4(\beta+5). \end{array}$$

This system is solvable. For example, one of the solutions is $\alpha = \beta = 1/2$, $\varepsilon_1 = \varepsilon_2 = 0.9$ and $\varepsilon_3 = \varepsilon_4 = 1$. Then, the asymptotic behaviour of Y_0 , Y_1 is deduced from inequalities (12). Formulas (13) – (15) and (20) imply the conclusion of the theorem, that is, formulas (5) – (7).

4 CONCLUSION

This paper considers a discrete variant (2) of a second order non-linear equation of Emden-Fowler type (3). In spite of the fact that equation (3) has an exact solution, this is not true for discrete equation (2). The form of the solution of equation (3) may serve as a motivation for constructing a solution of discrete equation (2). Asymptotic formulas for such a solution have been derived. This result is given in Theorem 1. In the future, the author will try to generalize this result to more general classes of the discrete Emden-Fowler type equation, for example, to equation

$$\Delta^2 u(k) \pm k^{\gamma} u^{\delta}(k) = 0$$

where γ and δ are constants.

ACKNOWLEDGEMENT

This research has been supported by the project of specific university research at Brno University of Technology FEKT-S-20-6225.

REFERENCE

- [1] Emden, R.: Gaskugeln: Anwendungen der mechanischen Wärmetheorie auf Kosmologie und Meteorologischen Probleme, Teubner, Leipzig and Berlin, 1907.
- [2] Diblík, J.: Discrete retract principle for systems of discrete equations. Comput. Math. Appl., 42, 515-528 (2001).

TOPOLOGY OF SELF GUIDANCE MACHINES FOR DE-TECTION AND WIRELESS CHARGING WITH VARIABLE GAP AND SPIDER WEB COIL

Josef Pokorný

Doctoral Degree Programme (2), FEEC BUT

E-mail: xpokor61@vutbr.cz

Supervised by: Petr Marcoň

E-mail: marcon@feec.vutbr.cz

Abstract: Commonly available metal detectors are sold as a handheld system with which the specified perimeter must be laboriously searched. It often happens that a person easily misses a part of the search area, thereby increasing the probability of not finding a metal object. The proposed system maps the entered area according to GPS coordinates. The system can be used on a self-guided vehicle or drone. For accurate positioning is used D-GPS, which resend the coordinates to the MESH radio. By utilizing MESH topology, potential co-operation of multiple such systems is possible. The system uses same coil for wireless power transfer (WPT) and detection.

Keywords: WPT - Wireless power transfer, MD- metal detector, PD – power delivery, ABMS – active battery management system

1 INTRODUCTION

The proposed system consists of a transmitting and receiving part as shown in Figure 1. The first block of the transmitting part is a power supply for the entire part. It can be realized by an adapter or power bank that contains a PD standard and can supply up to 100 W of power. This standard includes a CYPD3135 with CCG3 standards chip from Cypress, which also has a 32-bit ARM processor and can be used as a station monitoring (S-Mon). The chip allows power to be supplied to a DC / AC block that generates an alternating voltage to drive the transmission circuit formed by the resonant circuit L_{tx} and C_{tx} .



Figure 1: Topology of detection and charging system.

The impedance matching block adjusts the impedance for the DC / AC converter. It also adjusts the interconnection between the transmitting and receiving LC circuits located on the self-loading

system. Here, the receiving coil is realized as a spiderweb coil with a branch for charging. The rectification takes rectifier, which regulates the output voltage of the DC / DC charger on the desired voltage of the battery cells, which takes ABMS. When turning taps, the L_{rx} and L_{det} coils serve as metal detection coils. The signal response is then processed by the ADC part using sufficiently fast sampling. Subsequent processing along with saving the position will save the data to the Charger monitor (C-mon). Both sides have MESH radio. It can forward data based on the MESH topology each with each or only to the master. MESH radio is realized by module XBEE SX 868 [1]. Output data frames structure are depending on the mode of transmitting. Received data are saved over UART interface.

2 ADAPTER AND S-MON

The figure 2 includes engagement the USB port of the controller. Available ports VSEL1 and VSEL2 negotiate a powerful profile with a charger or power bank. Powerful profile allows serial interface settings (SPI or I2C) over GPIO ports. Overcurrent (OC) through the R_{SHUNT} resistor is measured by OC pin. N-FET transistors allow connection between $V_{BUS_{IN}}$ and $V_{BUS_{OUT}}$ after standard negotiation via pins CC1 and CC2. On the appliance side, on the device pins, pull out the pulldown resistor that matches the value for that device class. The voltage of 20 V supplies drivers and the H bridge, which switches the Tx coil [2].



Figure 2: Basic connection of USB port connector [1].

3 DC/AC CHARGER

It is realized by drivers IRF 2110, which are switched from microcontroller by PWM modulation. The rectangular signal is then sinusoidal due to impedance matching. The controller is able to generate PWM at its clock frequency. Transistors must be adapted to the high voltage as a resonant circuit through Q factor increases the output voltage. The solution is to add ESD protection elements to cover short-term high voltage peaks. Sufficient parameters were met by TPW2900, N - channel mosfet with $V_{ds} = 200$ V and $R_{ds} = 30$ m Ω and reliable switching frequency up to 1 MHz.

4 SPIDER WEB COIL & IMPEDANCE MATCHING

Non Traditional coil used more in older radio receivers on long waves to very short waves, which have a similar long electromagnetic wave as today's wireless chargers. Advantageously, this coil has

a small parasitic capacity, which is canceled by the force method and high sensitivity, although the coil has no core. This is due to the large area through which the magnetic field passes. The proposed charging coil has 6 turns. The receiver also has 19 threads for metal detection as shown in Figure 3. The impedance per number of turns is calculated as follows [3]



Figure 3: Designed coil with mean radius r_m and coil depth h.

$$L = \frac{(r_m \cdot N)^2}{8 \cdot r_m + 11 \cdot h}.$$
(1)

Where r_m is mean radius, N number of turns and h coil depth. The depth is calculated by multiplying the number of turns and by the wire diameter w

$$h = N \cdot w. \tag{2}$$

Mean radius r_m is calculate in equation 3, where d is the inside diameter of the coil

$$r_m = \frac{h+d}{2}.$$
(3)

The parameters can be seen in Figure 3. The theoretical inductance is compared with the real inductance in Table 1. As usual for coils of these values, they have a large tolerance (typically 20%). Theoretical values differ for multiple threads. The first factor is a way winding of turns and the second factor is neglecting supply wires. Of course, the coil will have different properties for different frequencies [3].

Table 1: Comparison of measured and calculated values for spider web coil.

Wire diameter	0,65 mm
Inner radius	120 mm
Outer radius	156 mm
Number of turns for charging	6
Calculated inductance for charging	8,4 μH
Measured inductance for charging (10kHz)	10,1 µH
DC resistance	0,1 Ω
Number of turns for detection	26
Calculated inductance for detection	184,22 μH
Measured inductance for charging (10kHz)	15 <mark>4,8</mark> μΗ
DC resistance	0,73 Ω

Impedance matching see in figure 4, interposed between the excitation source and the resonant circuit formed L_{tx} a C_{tx} the charging station is designed to charge the system for different positions of the receiving resonant circuit L_{rx} a C_{rx} . With the changing position of the distance of the coils L_{tx} and L_{rx} changing their mutual binding and thereby even the impedance Z_{tx} into which looks source impedance Z_m . Z_{rx} is changed by the R_{load} . In this way, the centering of the coils is partially eliminated [4].



Figure 4: Schema for impedance matching topology on trasnmission side.

5 METAL DETECTOR

Basic topology of metal detector is in figure 5. A detection coil L_{det} is used to detect various metal objects. Pulse forming, high voltage amplifier and T/R switching contains HV 7361 module with a voltage pulse height of 100 V at a current of 2.5 A with the possibility of an operating frequency of up to 35 MHz are sent to the coil. The module also has adjustable switching between receiving and transmitting [5].

Variable gain amplifier (VGA) for detection of pulse guarantees dynamic range over the entire band. The received signal can be attenuated up to 100 dB. The Pulse forming AD8331 chip amplifies the signal up to 40 dB using by controlled attenuator [6]. The signal is then further mapped by an ADC 10-bit AD9200 [7] converter with a sampling rate of 20 Msps. Signal processing for ordinary metal detection is sufficient for a conventional embedded system. For experiments with more complex processing and display of more complex structures, it is necessary to use field programmable gate array (FPGA). The processed data can be stored on a memory device or sent only when an important object is detected by the MESH radio using the ISM band.



Figure 5: Simplified diagram of metal detector.

6 DC/DC CHARGER & ABMS

After rectification, the inverter ensures a constant charging voltage battery self guidance device. For its purpose is used buck-boost controller LT3789 [8]. The advantage of the topology is the wide input voltage range Vin = 4 to 35 V. Thanks to the high switching frequency of up to 600 kHz, it does not need large filtering capacities or large inductances. Another advantage is that the topology can be dimensioned to large currents. Figure 6 contain the topology wiring with a 12.6 V output voltage and a possible 10 A current consumption. MOSFET transistors A, B, C, D [9] are switched according to input voltage in different mode.



Figure 6: a) Topology of buck-bost DCDC charger for charging batteries

Active balancing should be selected due to internal resistance tolerances or temperature conditions cells. That is why the whole chain then leaves because of the weakest cell. Figure 7 is a topology using a pair of mosfets, which switching inductor. The inductor is charged from the bottom cell over the time given by the inductor inductance and $Cell_{low}$ voltage. *N-FET* [8] need to be switch on during

this time. In the next cycle, the coil discharges into $Cell_{high}$ via a parallel D_{high} diode. The gates of the mosfets are controlled by the PWM controller, according to the size of the inductor and the voltage of the individual cells [10].



Figure 7: Topology for ballancing between induvidual cells.

7 CONCLUSION

The paper describes the proposed topology that can provide wireless charging without the need for precise centering, thanks to fine-tuning through impedance matching. The proposed charging via USB-C connector allows charging from standardized adapters or powerbanks. Coil wound as a spider web coil also allows the detection of various objects according to pulse settings and processing. To improve the efficiency of the system is designed DC-DC charger with wide variability of the supply voltage and active balancing for maximum battery utilization.

ACKNOWLEDGEMENT

The research was carried out under support of Czech Science Foundation (GA17-00607S). The preparation of this paper was funded from the general student development project pursued at Brno University of Technology.

REFERENCES

- [1] XBEE SX 868 [online]. [cit 2020-03-28], www.digi.com/resources/documentation/digidocs
- [2] USB Type-C Port Controller [online]. [cit 2020-03-04], https://www.cypress.com/file/222281
- [3] Thompson, M.C. Inductance Calculation Techniques-Part II: Approximations and Handbook Methods; CiteSeer:University Park, PA, USA, 1991.
- [4] Y. Liu, Y. Li, J. Zhang, S. Dong, C. Cui and C. Zhu, "Design a Wireless Power Transfer System with Variable Gap Applied to Left Ventricular Assist Devices," 2018 IEEE PELS Workshop on Emerging Technologies: Wireless Power Transfer (Wow), Montréal, QC, 2018, pp. 1-5.
- [5] High-Speed ±100V 2.5A Two-or-Three-Level Ultrasound Pulsers [online]. [cit 2020-03-01], http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/20005570A.pdf
- [6] Ultralow Noise VGAs with Preamplifier and Programmable RIN [online]. [cit 2020-03-28], https://www.analog.com/media/data-sheets/AD8331_8332_8334.pdf
- [7] Complete 10-Bit, 20 MSPS, 80 mW CMOS A/D Converter [online]. [cit 2020-03-28], https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD9200.pdf
- [8] High Efficiency, Synchronous, 4-Switch Buck-Boost Controller [online]. [cit 2020-03-06], https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/3789fc.pdf
- [9] Power MOSFET TPWR8004PL [online]. [cit 2020-03-28], toshiba.semiconstorage.com/mosfets/TPWR8004PL
- [10] Active Battery Cell Balancing [online]. [cit 2020-03-06], www.analog.com/active-balancing

H–FUNCTION FROM COMPARISON SCHUMANN–RUNGE BAND DATA IN WORLD DATABASES

Josef Pokorny

Doctoral Degree Programme (4), FEEC BUT E-mail: xpokor31@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Milada Bartlova E-mail: bartlova@feec.vutbr.cz

Abstract: This article deals with data for oxygen in the Schumann–Runge band, stored in world databases NIST and Glushko. My program NKrov2 compares this data in order to calculate the most important part of the absorption coefficient: The H–function. I developed the program NKrov2 for H–function calculation and database comparison.

Keywords: absorption coefficient, Schumann-Runge band, H-function, NKrov2 program.

1 INTRODUCTION

There is an intensive research of oxygen absorption properties. Data from observed Schumann–Runge band are obtained from various calculations and measurements. Data are stored in databases in various formats, so the mutual conversion is often necessary. This article compares available published data in literature and in free–access world databases for the molecular oxygen O₂ in the spectroscopic range of the Schumann–Runge energy bands for the transitions from $X^3\Sigma_g^-$ to $B^3\Sigma_u^-$. The NIST [1] database and academician Glushko [2] database have been selected for comparison and calculation of H–function. For database data processing the NKrov2 program was developed.

2 SOME PHYSICAL PROPERTIES OF OXYGEN

Molecular oxygen has it's own peculiarity, the O_2^+ ion stability is greater than the O_2 molecule stability, which is capable to create triplet ground state $O_2({}^3\Sigma_g^-)$ and behave like biradical [3]. The atomic oxygen in it's ground state is described $1s^2 2s^2 2p^4$. The ground state of triplet oxygen has a non-zero spin magnetic moment which could be seen on that triplet oxygen is paramagnetic (has appropriate permeability). After accepting of energy of 94.7 kJ.mol⁻¹ it changes into the singlet delta state $({}^1\Delta_g)$ which could be found in distance of 1269 nm [4] above triplet ground state ${}^3\Sigma_g^-$. The possibility of existence of the singlet delta state $O_2({}^1\Delta_g)$ is not allowed according to selection rules. That means metastability of this state which brings increased reactivity to basic oxygen triplet state. The time of live of this metastable form $O_2({}^1\Delta_g)$ is in range from 1 s to 45 min, it depends mainly on the oxygen concentration. For Schumann–Runge band are limits of observation at ranges (535–175) nm and (175–130) nm [2].

The program NKrov2 was developed for mutual comparison often quite different formats of spectroscopic databases. Missing data were calculated and the graphical output of compared parameters and absorption properties of the molecular oxygen in the above mentioned Schumann–Runge band was performed. Spectral lines of elements and compounds can be described by their intensity and position in the observed spectrum, the direct measured wavelength λ could also be used.

3 ABSORPTION COEFFICIENT AND SPECTRAL THEORY

For the integrated intensity of an electronic-vibrational band for emission we can write:

$$I_{\nu'\nu''} = N_{\nu'}A_{\nu'\nu''}hc\sigma_{\nu'\nu''},$$
(1)

where $N_{v'}$ is the population of level v', $A_{v'v''}$ is the transition probability for spontaneous emission, h is the Planck constant, c is the speed of light, $\sigma_{v'v''}$ is the wave number of the spontaneous transition [5].

The possible differences found in the databases could be in the different methods of chosen calculation of the vibrational level of each energy layer. The principal figure of the harmonic and the Morse potential is shown in the NIST database [6], where various shapes of the potential form different energy levels which impact the result according to used methodology.

Each energy state is described by the partition function Q_i calculated as a product of elementary partition functions for electrons, vibrational and rotational levels and contributions from the nucleus:

$$Q_i = Q_{electron} Q_{vib-rot} Q_{nuclear}.$$
(2)

The number of oxygen molecules in ground state could be calculated from the whole partition function:

$$N_{n'',v'',J''} = N \frac{(2J''+1)g_i \exp\left(\frac{-E_{n'',v'',J''}}{kT}\right)}{Q},$$
(3)

where N is the concentration of molecules, J'' is the rotational quantum number of molecule ground state, g_i is the nuclear spin statistical weight, k is the Boltzmann constant, T is the temperature, $E_{n'',v'',J''}$ is quantum ground state, Q is the partition function of the whole macrosystem.

We could use the Dunham coefficients Y_{kl} for the calculation of the energy term:

$$T_e + G(v) + F_v(J) = \sum_k \sum_l Y_{kl} \left(v + \frac{1}{2} \right)^k J^l \left(J + 1 \right)^l.$$
(4)

where T_e is the electronic term, G(v) is the vibrational molecule term, $F_v(J)$ is the rotational term for *v*-th vibrational state and *J* is rotational quantum number.

The absorption coefficient calculation could be done according to equation:

$$\kappa(\omega) = N f_{n''} \frac{g_i \exp\left[-\frac{hc(G(\nu'') + F_{\nu''}(J''))}{kT}\right]}{g_{\Lambda}(2S+1) Q_{nuclear} Q_{\nu ib-rot}} \frac{8\pi^3}{3hc} \left| R_e^{\nu''\nu'} \right|^2 S_{J''} \omega_{LU} F(\omega),$$
(5)

where $f_{n''}$ is the occupying ratio of the *n*-th electronic state, *S* is the electronic spin, $F_{v''}(J'')$ is the rotational term for v''-th vibrational state, g_{Λ} is the orbital angular momentum for internuclear axis statistical weight, $\left| R_{e}^{v''v'} \right|^2$ is the vibronic transition moment, it could be found in The Gas and Plasma Radiation Database (GPRD) [7], $S_{J''}$ are Hoehnl–London factors, $F(\omega)$ is the line profile, ω_{LU} is the wave number which could be calculated as the difference between terms of upper and lower state:

$$\omega_{LU} = \omega_{n''\nu''J''n'\nu'J'} = T'_e + G'(\nu') + F'_{\nu'}(J') - T''_e - G''(\nu'') - F''_{\nu''}(J'').$$
(6)

I calculated the temperature and concentration independent part H_{LU} of the absorption coefficient (5) in my program NKrov2:

$$H_{LU} = \frac{8\pi^3}{3hc} \left| R_e^{\nu''\nu'} \right|^2 S_{J''} \omega_{LU} F\left(\omega\right).$$
⁽⁷⁾

The important parameter of the oxygen ground state $X^{3}\Sigma_{g}^{-}$ is the ZPE point (Zero Point Energy). ZPE is defined as:

$$ZPE = G(0) = Y_{00} + \frac{1}{2}\omega_e - \frac{1}{4}\omega_e x_e + \frac{1}{8}\omega_e y_e,$$
(8)

where ω_e is the harmonic frequency, $\omega_e x_e$ and $\omega_e y_e$ are anharmonic constants.

ZPE is defined by Irikura [8] as the difference between the vibrational ground state and the lowest point on the Born–Oppenheimer energy surface.

4 RESULTS

I developed the program NKrov2 to be able to process and compare data of world databases for molecular oxygen in the Schumann–Runge band. The program NKrov2 was coded in the C programing language from the reasons of speed and portability among systems. The block diagram of the NKrov2 program could be seen on figure 1.



Figure 1: The block diagram of my program NKrov2 for comparing various databases.

Program transforms it's input from databases into uniform format, then compares data and calculates the H part of the absorption coefficient and produces results into summarizing comparing figure 2. Program NKrov2 is capable also to produce detailed graphs of any part of the results as could be seen on the figure 3.



Figure 2: Comparing concentration independent part of absorption coeff.



Figure 3: Comparing concentration independent part of absorption coeff. - detail.

Final version of the program uses three world databases NIST, Glushko and additional complementary data from GPRD database.

5 CONCLUSIONS

The analysis of some properties of the molecular oxygen was performed in this article. I focused on the ground state $(X^3\Sigma_g^-)$ in the Schumann–Runge bands. The special program NKrov2 was developed for the sake of data processing and data calculation. The NKrov2 program transforms various data formats from different data sources and compares these data. The concentration–independent part of the absorption coefficient was calculated and compared in the graph. The NIST database
and the academician Glushko work were compared in this article. We also planned to use the HI-TRAN database, but after decoding of data format we realized that the stored data did not contain common information for comparing and calculation, so we did not use the HITRAN database.

It can be seen in the above mentioned figure 2 that the calculation areas are not overlapped. This is due to various numbers of coefficients in the used databases. From the section seen in the figure 3 can be concluded that the greatest difference of the H–function is at 84 099 cm⁻¹ (difference = 1.343917×10^{-13} cm).

Autor of this article hopes, that introduced comparing program will become useful tool for making of molecular oxygen calculation more accurate. The research area in this field is very broad, e.g. the Zero Point Energy (ZPE) which was discussed above was measured by Irikura with uncertainty 0.5 cm^{-1} or greater. Presented work facilitated H–function calculation and NIST and Glushko databases comparison and as the autor knows it is unique in available literature.

ACKNOWLEDGEMENT

This work was supported by the Internal Grant Agency of Brno University of Technology, grant No. FEKT-S-20-6352.

REFERENCES

- [1] National Institute of Standards and Technology: Molecular Spectroscopic Data, https://www.nist.gov/pml/molecular-spectroscopic-data.
- [2] Glushko, V. P.: Termodinamicheskie funkcii individualnykh veshchestv, Moskva, Nauka, 1978.
- [3] Daudel, R.: Electronic Structure of Molecules, Oxford, Pergamon Press, 1966.
- [4] Laing, M.: The Three Forms of Molecular Oxygen, J. of Chemical Education, 1989, p. 453-455.
- [5] Krupanie, P. H. and Benesch, W.: Electronic Transition Moment Integrals for First Ionization of CO and the A–X Transition in CO, J. of Research of the National Bureau of Standards, 1968, p. 495-503.
- [6] National Institute of Standards and Technology: Vibrational scaling factors, https://cccbdb.nist.gov/vibnotesx.asp.
- [7] Passarinho, P. and Lino da Silva, M.: GPRD, A Database for the Spectral Properties of Diatomic Molecules of Atmospheric Interest, J. Mol. Spectrosc., 2006, p. 148-149.
- [8] Irikura, K. K.: Experimental Vibrational Zero–Point Energies: Diatomic Molecules, J. Phys. Chem. Ref. Data, 2007, p. 389-398.

DESIGN OF MEASURING AMPLIFIERS FOR MAGNETIC MEASUREMENT

Tomáš Hejtmánek

Doctoral Degree Programme (2), FEEC BUT E-mail: xhejtm07@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Zdeněk Roubal

E-mail: roubalz@feec.vutbr.cz

Abstract: The purpose of this paper is a design of a measuring preamplifier for a fluxmeter which was designed in Department of Theoretical and Experimental Electrical Engineering which is used for hysteresis loops on ferromagnetic materials measurements. Having respect to measure coils characteristics and processed voltage levels with ranges in nV and μ V, there was necessary to investigate measure principles of such low voltage. And then choose an appropriate operational amplifier. Mainly with minimum input residual voltage and offset temperature dependency. Also was necessary to propose effective zero compensation and eliminate thermoelectric influence in the whole designed device. There was applied noise optimization of selected operational amplifier in PSpice software. And in the last part of the paper will be show results of noise measurement on the amplifier. The given results will be evaluated together with possibilities of application for a measurement purposes in labs.

Keywords: Fluxmeter, operational amplifier, modulation amplifier, automatic zero operational amplifier, input noise measurement

1 INTRODUCTION

One of the most important components for measuring hysteresis curves of ferromagnetic materials is the electronic Wb-meter, or fluxmeter. It is an integration amplifier that processes the voltage from the measuring coils. These voltages are usually very low, at the nV and μ V levels. It is therefore necessary to ensure a very good offset compensation of the voltage offset of the entire measuring instrument. In order to avoid spontaneous voltage drift with time and temperature and to avoid voltage drop on the integrating capacitor, due attention must be paid to the selection of all main components. It is also necessary to minimize thermoelectric voltages at all contacts and soldered connections. The fluxmeter developed at the Brno University of Technology (BUT) in the 1980s based on operational amplifier AS101 is still at a very good level and is widely used; however, it already has several disadvantages, especially the connection of the used operational amplifier (OA) only as an inverting amplifier - resulting in low input resistance, as well as a relatively high temperature dependence and low sensitivity, but these shortcomings can be eliminated. The new monolithic operational amplifiers with automatic zero-compensation, enabling connection even in non-inverting connections, are the ideal building block for realizing the measurement preamplifier for the BUT fluxmeter.

1.1 FLUXMETER

Fluxmeter or Wb-meter is a measuring instrument used for measuring magnetic flux. It is used mainly for measurement of the primary magnetization curve and hysteresis curves of ferromagnetic materials. Due to the relatively high purchase price of this device - tens of thousands of Czech crowns, not every workplace is equipped with this device. It is therefore not a common measuring instrument. In its basic principle, this device is only an integrating amplifier, but since very low

voltages, in the order of nV to μ V, are processed during measurements, high demands are placed on fluxmeters, see [1], [2].

2 DESIGN OF MEASURING AMPLIFIER

The aim of the design is to design such a pre-amplifier, which will consist of automatically zero OA, input voltage offset below 1 μ V and offset temperature drift less than 0,05 μ V / °C. An essential requirement is also the use of OA's in the non-inverting input circuit due to the impedance separation of the measuring coils.

2.1 BLOCK DESIGN OF THE AMPLIFIER

As shown in Fig. 1, the entire preamplifier will consist of three main blocks. The first part will be the discrete instrumentation amplifier "A". Discrete instrumentation amplifier contains two voltage followers and differential amplifier. It will serve for impedance separation of measuring coils. This will not affect the gain of the input amplifier due to the change in impedance of the measuring coil with frequency. The input also boosts the voltage to reduce noise in other parts of the preamplifier. Letter *A* in every block and numbers in brackets denotes largeness of amplification.



Figure 1: Block diagram of the device

The following two amplifiers "B" and "C" are the main part of the device and amplify the voltage from the instrument input. Another block is a differential amplifier. The use of a differential amplifier is very advantageous here, since this connection allows suppression of common interference. The output voltage is equal to the input voltage difference. The differential gain will be ten. The following two blocks are the same. Both amplifiers are inverting and can be individually adjusted for each amplification step. The voltage offset can be manually reset, because neither automatic zero-compensation is not perfect, and the soldered connections can generate thermoelectric voltages which must also be compensated. If the amplification of the amplifier "B" is sufficient, it is possible to take the amplified signal directly from the output "A" · "B". For very low voltages the resulting gain is given by the amplification product of amplifiers "A", "B" and "C". In order to be able to control the amplifier by means of a control panel, the switching relays are connected via a transistor array to the rear connector of the amplifier. By applying control voltage to a given pin of the connector it is then possible to switch the corresponding relay, see [3]. The whole device is powered by batteries to reduce the effects of line interference.

2.2 AUTOMATIC ZERO-COMPENSATION OA

Automatically zero-compensation amplifiers belong to the group of instrumentation amplifiers intended for measuring purposes. To accurately measure low voltages, it is very important that the input residual voltage is minimized and has little drift - that is, its change.

External components can be used for compensation, or the OA itself is designed to compensate for this voltage itself. Modulating amplifiers are used, whose principle is to convert the input DC voltage using a modulator to AC. This voltage is amplified and then rectified by a demodulator. After

filtering, this voltage is applied to the output. To be synchronous, the modulation amplifier is controlled by an internal oscillator, usually in the order of hundreds of hertz. The amplifier is alternately coupled so that there will be no drift even at high amplification. Fig. 2 shows a simplified wiring of a modulation amplifier, see [4], where MOD denotes a modulator, an AC AMP is AC amplifier, DM demodulator and G generator.



Figure 2: Block diagram of modulation auto-zero operational amplifier (left) and new concept of auto-zero OA (right)

When the modulation amplifier is connected to the operational amplifier itself, the OA is automatically reset. Due to the amplification of the modulation amplifier, the input residual voltage and the voltage drift are reduced in this ratio. This is a very effective method of compensation. Structurally, such an amplifier is integrated in one housing.

The new concepts of auto-zero OA use auxiliary zero OA, several electronic switches and memory capacitors. The whole circuit is controlled by a clock signal with frequency of hundreds of hertz or in newer OA's it is a few kilohertz, see [5] and [6]. This ensures faster and more efficient zeroing. The residual and drift voltage is thus further suppressed, up to several nV/°C. Principle block diagram is on Fig. 2. The advantage of this solution is the use of OA in both inverting and non-inverting circuits. This is very advantageous for the preamplifier concept, especially in view of the high input resistance of the non-inverting circuit.

2.3 OPERATIONAL AMPLIFIERS

The main component of the preamplifier is an operational amplifier. Depending on the requirements, it was necessary to select a suitable OA's. The most important criteria were the lowest offset and temperature drift. From a plethora of manufacturers were selected several OA's, which had very good parameters. All selected operational amplifiers have automatic-zero offset compensation, but the disadvantage is the higher noise voltage. However, zero offset was the main requirement for selection. The OA LMP2021 was used in the construction. In Tab. 1 selected types are listed, all parameters are from datasheets, see [7], [8], [9], [10].

	A ₀	GBP	s	Uos	$\frac{\Delta U_{os}}{\Delta T}$	I _B	R _D	u _N
	[dB]	[MHz]	$[V/\mu s]$	[µV]	$[\mu V/^{\circ}C]$	[pA]	$[M\Omega]$	$[nV/\sqrt{Hz}]$
LMP2021	150	5	2,5	-0,9	0,001	23	-	11
OPA735	130	1,6	1,5	1	0,05	100	-	135
ADA4528	140	3	0,45	0,3	0,002	220	0,225	5,5
LTC2051	140	3	2	0,5	0,01	8	-	-
ISL28134	174	3,5	1,5	-0,2	-0,0005	120	-	8

Table 1: Suitable auto-zero operational amplifiers, where is A_0 open loop gain, GPB Gainbandwidth product, *S* slew-rate, U_{OS} input offset voltage, $\Delta U_{OS}/\Delta T$ offset voltage drift with temperature, I_B input bias current, R_D input resistance in differential mode, u_N voltage noise density

2.4 NOISE MEASURING OF AMPLIFIER

The measured parameter of the amplifier was input noise. The HP 35660A FFT Spectrum Analyzer was used for this measurement, allowing a wide range of measurements in the low-frequency range. The frequency range of the analyzer extends to 100 kHz. Completed measuring amplifier is shown on Fig. 3.



Figure 3: Front panel of the device

The measurement was carried out with a short-circuited amplifier input and its output was connected to one channel of the spectrum analyzer. Averaging 100 values was used. Graphs of the total input noise per unit bandwidth were constructed from the readings for two different gain combinations.

The total input noise voltage, see Fig. 4. It is obvious from the measured dependence that noise is very similar to white noise in its nature, only large frequencies of noise voltage are visible at frequencies around 26 to 30 kHz. This interference causes the automatic amplifier to reset the clock frequency. To suppress this interference, we would have to limit the amplifier's bandwidth to less than 26 kHz or use another type of amplifier that works at higher clock frequencies. This measurement was unique in terms of determining the exact clock frequency of the auto-zero OA, as the manufacturer does not provide this information. The measured input noise voltage in the range of 1 to 26 kHz corresponds to the data of the manufacturer of the operational amplifier and the simulations in the PSpice program. In this frequency range, the amplifier meets the requirements for very low voltage amplification. At very high gains, even on the harmonic signal, the interference from the clocking frequency of OA auto-zeroing is more pronounced. Input voltages lower than approx. 30 nV cannot be measured as they are drowned in noise.



Figure 4: Input noise characteristic, gain description corresponds with marking of amplifiers in block diagram on Fig. 1.

3 CONCLUSION

This paper discusses the design of a low noise fluxmeter preamplifier for measuring hysteresis curves of ferromagnetic materials. Due to the requirements to process very low voltage levels, the concept of a completely analog preamplifier equipped with automatically zeroed operational amplifiers was chosen to compensate for the amplifier voltage offsets as perfectly as possible. The designed device was designed and subjected to measurements. The equipment was also tested in the laboratory when measuring steel samples, where the amplifier worked as expected. I consider it is important to measure the amplifier's own noise, from which it was possible to detect the auto-zero clock frequency, which is not mentioned in the documentation. In terms of usability, the amplifier is universally applicable for amplifying very small signal levels. In the future, it would be interesting to test the amplifier with other types of OA and again make noise measurements and compare them with each other.

ACKNOWLEDGEMENT

The preparation of this paper was assisted by the general student development project in progress at Brno University of Technology.

REFERENCES

- [1] DUFEK, Milan, Jaroslav HRABÁK a Zdeněk TRNKA. *Magnetická měření*. 1. vydání. Praha: Státní nakladatelství technické literatury, 1964, 404 s.
- [2] GESCHEIDTOVÁ, Eva, Miloslav STEINBAUER a Jiří REZ. *Měření v elektrotechnice*. Vyd. 1. Brno: Vysoké učení technické, 2002, 182 s. ISBN 8021419903.
- [3] HEJTMÁNEK, T. Návrh měřicích zesilovačů pro magnetické měření. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav radioelektroniky, 2016. 51 s., 11 s. příloh. Bakalářská práce. Vedoucí práce: Ing. Zdeněk Roubal, Ph.D.
- [4] KABEŠ, Karel. *Operační zesilovače v automatizační technice*. 1. vyd. Praha: Státní nakladatelství technické literatury, 1989, 260 s. Knižnice automatizace.
- [5] Auto-zero amplifiers ease the design of high-precision circuits. *Texas Instruments*. [online]. © 2005 [cit. 2019-11-20]. Dostupné z: *http://www.ti.com/lit/an/slyt204/slyt204.pdf*
- [6] Auto-Zero Amplifiers. Analog Devices. [online]. © 2010 [cit. 2019-11-20]. Dostupné z: http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/technicalarticles/197774722Autozero.whitepaper.doc
- [7] LMP2021: datasheet. *Texas Instruments* [online]. [cit. 2015-12-14]. Dostupné z: http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lmp2021.pdf
- [8] OPA735: datasheet. *Texas Instruments* [online]. [cit. 2015-12-14]. Dostupné z: http://www.ti.com/lit/ds/symlink/opa2735.pdf
- [9] ADA4528: datasheet. *Analog Devices* [online]. [cit. 2015-12-14]. Dostupné z: http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ADA4528-1_4528-2.pdf
- [10] LTC2054: datasheet. *Linear Technology* [online]. [cit. 2015-12-14]. Dostupné z: http://cds.linear.com/docs/en/datasheet/20545fc.pdf
- [11] ISL28134: datasheet. *Intersil* [online]. [cit. 2015-12-14]. Dostupné z: http://www.intersil.com/content/dam/Intersil/documents/isl2/isl28134.pdf

Doktorské projekty

Mikroelektronika a technologie

STUDY OF ELECTROCHEMICAL PROPERTIES OF GEL POLYMER ELECTROLYTE BASED ON TETRAETHYL AMMONIUM SALT

Iuliia Veselkova

Doctoral Degree Programme (3), FEEC BUT E-mail: xgrach00@vutbr.cz

Supervised by: Marie Sedlaříková

E-mail: sedlara@feec.vutbr.cz

Abstract: In this study, gel polymer electrolytes based on tetraethyl ammonium tetrafluoroborate salt (TEA BF₄) were prepared by UV-light polymerization technique. The effect of adding TEA BF₄ in different concentrations on electrochemical and mechanical properties were studied. Ionic conductivity and potential window were measured by impedance spectroscopy and linear voltammetry methods. The results indicate how salt concentration affects electrochemical properties of gel polymer electrolytes.

Keywords: gel electrolyte, polymer, lithium ion battery, conductivity, gel, methyl methacrylate.

1 ÚVOD

For the past decades, lithium ion batteries dominate the energy storage market for portable electronic devices, owing to high energy and power densities, high energy efficiency and long cycle life [1], [2].

In state-of-the-art lithium-ion batteries usually liquid electrolytes consisting of a lithium salt dissolved in a mixture of organic solvents are used, which display a low boiling point and flash point and are prone to leakage. To avoid the risk of electrolyte leakage solid polymer electrolytes, which consist of a lithium salt dissolved in a polymer matrix, have been developed. But solid polymer electrolytes in comparison with liquid electrolytes have lower ionic conductivity [2], [3].

To combine the advantages such as high ionic conductivity of liquid electrolytes and avoiding cell leakage of solid electrolytes gel polymer electrolytes have been introduced. In these systems a liquid electrolyte is immobilized into a polymer matrix. Gels possess both cohesive properties of solids and the diffusive property liquids [4]. This unique characteristic makes the gel to find various important applications including polymer electrolytes. Gel polymer electrolytes (GPEs) based on methacrylate have the advantage of wide availability, low toxicity and good electromechanical stability. In addition, the polymethacrylates can be synthesized by irradiation with UV-light, which as a fast and cheap synthesis method [1], [3], [4].

For successful applications, a gel polymer electrolyte must have a range of critical properties including the following: a high ionic conductivity, together with high electronic resistivity; high cation mobility; good mechanical properties; the ability to form good interfacial contacts between electrodes; a large electrochemical stability window; ease of processing; chemical and thermal stability and safety [2], [3].

2 PREPARATION OF GPE

Tetraethylammonuim tetrafluoroborate 99% (TEA BF_4), ethylene carbonate (EC), diethyl carbonate (DEC), methyl methacrylate (MMA), ethylene glycol dimethacrylate (EDMA), benzoin ethyl ether (BEE) were all purchased from Sigma-Aldrich.

Gel electrolyte solution was prepared as follows. TEA BF_4 was dissolved in solution EC:DEC (1:1 in weight). The monomer MMA, the cross-linking agent EDMA and the initiator of UV-light polymerization BEE were added to the solution. After stirring of 20 min, this solution was placed under UV-light in a special glass form to achieve gel structure. This form consists of several layers: a lower glass, a Teflone layer, a silicon layer and a cover glass with transparent foil.

3 METHODS OF CHARACTERIZATION

Electrochemical test cell El-Cell was used to measure electrochemical properties of gel polymer electrolyte. The GPE with diameter of 16 mm was sandwiched by two parallel stainless steels in test cell and connected to the potentiostat BioLogic [5], [6].

Ionic conductivity of GPE was determined by measuring the impedance spectroscopy measurement with a frequency range from 1 MHz to 0,1 Hz. There were 6 steps per decade and the amplitude sinusoidal signal was 10 mV. Ionic conductivity was determined using the following Eq. 1:

$$\gamma = \frac{1}{R} \cdot \frac{h}{s} \tag{1}$$

where h (mm) is the thickness of GPE, S (cm²) is the contact area of the gel sample and R is the bulk resistance of GPE [7], [8]. The thickness of gel polymer electrolyte was measured with a micrometer. Generally, the thickness of a GPE was 90 μ m.

The electrochemical stability of GPE was conducted by linear voltammetry method in the potential range of 0,1 V to 5,1 V with sweep speed 0,5 mV/s. Values of potential window were calculated for 5 μ A and 10 μ A [7], [8].

4 RESULTS AND DISCUSSION

The gel polymer electrolytes with different concentration of TEA BF_4 were polymerized by irradiation with UV-light. All manipulation with GPE samples and their preparation was in glove box JACOMEX in argon atmosphere. The goal was the preparation of GPE with the high ionic conductivity and good electrochemical stability while maintaining the mechanical properties of the gel.

Table 1 shows values of ionic conductivity of gel polymer electrolytes, which were prepared. The concentration of salt TEA BF₄ was varied from 0,1 mol/l to 1,0 mol/l.

Concentration of TEA BF ₄ [mol/l]	γ [mS/cm]			
0,1	1,42			
0,2	1,89			
0,3	2,84			
0,4	3,35			
0,5	3,92			
0,6	5,54			
0,7	1,41			
0,8	5,31			
0,9	2,76			
1,0	9,42			

Table 1: Ionic conductivity of gel polymer electrolytes

From Table 1 can see, that the higher ionic conductivity has gel with concentration of TEA BF_4 of 1,0 mol/l. The least value of ionic conductivity has GPE with salt concentration of 0,1 mol/l.

In Figure 2 can see graph, which illustrated how ionic conductivity of GPEs changes with increasing of concentration of salt. Ionic conductivity of prepared gel electrolytes linear increase, because a value of ionic conductivity creates salt ions. It means that with higher salt concentration ionic conductivity will be increase. The ionic conductivity of gel with 0,7 mol/l of the salt and the gel with 0,9 mol/l of the salt have values of conductivity lesser. It can be caused by various factors. For example, a bag impermeability of glass form, residues of dirt on the surface of steel electrodes in testing cell, etc.



Figure 2: Ionic conductivity of GPEs depending on salt concentration

[n	Table 2	are	values	of po	otential	windo	ws of	pre	pared	gel	polym	er ele	ctroly	tes.
	1 4010 2	ui e	, and op	01 P	otentiai			PIC	Juica	501	porjin	01 010	ouor	

Concentration of TEA BF ₄	Potential window U [V]				
c [mol/l]	5 μΑ	10 µA			
0,1	3,89	4,44			
0,2	3,83	4,30			
0,3	3,90	4,30			
0,4	3,97	4,40			
0,5	4,08	4,51			
0,6	3,59	4,24			
0,7	3,81	4,47			
0,8	3,94	4,44			
0,9	3,57	4,09			
1,0	2,89	3,53			

 Table 2: Values of potential windows of gel polymer electrolytes

The potential windows were calculated from curves of current densities. The curves of current densities of prepared gel polymer electrolytes illustrated in Figure 3 and Figure 4. From these curves can see, that GPEs was stable to 3 V, when the reaction of oxidation was not started in the testing cell. As can see in Fig. 4, the curve of GPE with salt concentration of 1,0 mol/l has some points, which are not on the line of curve. These peaks appear in part of potential window, where become an oxidation of surface of gel polymer electrolyte. It may be due to some particles, which are stay in a liquid state, some chemical reactions on the electrolyte surface or due to imperfectly clean surface of electrochemical cell.



Figure 3: Curves of potential windows of gel polymer electrolytes (concentration of TEA $BF_4 0,1 mol/l - 0,6 mol/l$)



Figure 4: Curves of potential windows of gel polymer electrolytes (concentration of TEA $BF_4 0.7 \text{ mol/l} - 1.0 \text{ mol/l}$)

5 CONCLUSION

Due to the low cost, long chemical and mechanical stability and reasonably high conductivity, gel polymer electrolytes are suitable for various applications in the field of lithium batteries. Gel polymer electrolytes based on tetraethyl ammonium tetrafluoroborate salt have been prepared. Mechanical and electrochemical properties of prepared gel polymer electrolytes were studied.

Increasing the salt concentration had effect on increasing the ionic conductivity of the gel polymer electrolyte. The stability of the prepared GPEs was about the same. It means that salt does not a big influence on electrochemical stability in chemical composition, which was used in this paper. The effect on mechanical properties of GPEs was not fixed. All studied gels were elastic, non-adhesion, transparent and durable.

The results of this work could be used to future research, which will be focused on increasing ionic conductivity and stability by adding ionic liquids.

ACKNOWLEDGEMENT

This work was supported by the grant FEKT-S-17-4595 "Materiály a technologie pro elektrotechniku III"

REFERENCE

- [1] Ding W., Chun Wei, Shiqi W.: Preparation and Properties of a High-Performance EOEOEA-Based Gel-Polymer-Electrolyte Lithium Battery. Polymers [online]. 2019, 11(8)
- [2] Liang Sh., Wenqi Yan, Xu Wu: Gel polymer electrolytes for lithium ion batteries: Fabrication, characterization and performance. Solid State Ionics [online]. Elsevier B.V, 2018, 318, 2-18
- [3] Zhu Ming, Jiaxin Wu, Yue Wang: Recent advances in gel polymer electrolyte for highperformance lithium batteries. Journal of Energy Chemistry [online]. Elsevier B.V, 2019, 37, 126-142
- [4] Chojnacka J., Acosta J.L. a Morales E.: New gel electrolytes for batteries and supercapacitor applications. Journal of Power Sources [online]. Elsevier B.V, 2001, 97, 819-821
- [5] Jahn M., Veselkova, I., Sedlaříková M., Bartušek K., Zatloukal M.: Gel polymer electrolytes modified nanoparticles or copolymers and polymerized in magnetic and electric fields. In ECS Transaction. ECS Transactions. 1. Pennington, New Jersey 08534-2839, USA: The electrochemical society, 2018. s. 83-91. ISBN: 978-1-60768-864-8. ISSN: 1938-5862.
- [6] Veselkova, I., Peterová S., Sedlaříková M.: Gel electrolytes based on copolymers. In ECS Transaction. 1. The Electrochemical Society, 2019. s. 89-96. ISBN: 978-1-60768-864-8.
- [7] Veselkova, I., Sedlaříková M., Fafilek G., Gierl-Mayer C.: Electrochemical and thermal properties of gel polymer electrolytes modified by flame retardants. In ECS Transaction. 1. Pennington, New Jersey 08534-2839, USA: The Electrochemical Society, 2019. s. 47-55. ISBN: 978-1-60768-864-8.
- [8] Veselkova I., Jahn M., Sedlaříková M., Vondrák J.: Electrochemical properties of gel polymer electrolytes with flame retardant using as solvent. In ECS Transaction. ECS Transactions. 1. Pennington, New Jersey 08534-2839, USA: The Electrochemical Society, 2018. s. 15-21. ISBN: 978-1-60768-864-8. ISSN: 1938-5862.

HYBRID PROTOCOL AWARE MAC-802.1QBU TESTER

Nikola Avramović

Doctoral Degree Programme (1.), FEEC BUT E-mail: xavram00@vutbr.cz

Supervised by: Lukáš Fujcik

E-mail: fujcik@feec.vutbr.cz

Abstract: This paper is dealing with the analysis of validation techniques and the design of the hybrid tester. Hybrid protocol aware technique was chosen in order to accelerate the testing process. Paper further describes architecture of this tester, with detailed explanation of the modules. The essential issue of hybrid protocol aware controlling objects by SW has been resolved and described. The resulting proof is that this technique has reached higher speed of testing, reusability and fast implementation.

Keywords: Protocol Aware, DFT, ATPG, BIST, UVM, UVVM, Co-Modeling, Hybrid testing, IEEE 802.1Qbu

1 INTRODUCTION

The main goal of testing is to measure whether a device or a system works correctly. The test should determine if the module is designed properly, or to prove if the design functions correspond to the requirements. As the design becomes more complex, operates on higher speeds, decreases the consumption, the testing challenges get more complex. To meet these requirements, test techniques have continued to developed. A better tester could be achieved by improving the testing elements, or to even allow the device to assist in its own evaluation. The basic test principles are presented below. Further in this paper the hybrid protocol aware tester for the sub-standard IEEE 802.1Qbu will be described.

IEEE 802.1Qbu is a sub-standard defined by the IEEE Time-Sensitive Networking (TSN) task group. This task group deals with several mechanisms for improved or even guaranteed real-time delivery of Ethernet traffic. IEEE 802.1Qbu defines a class of service for time-critical frames that requests the transmitter to suspend the transmission of a non-time-critical frame and allow for one or more time-critical frames to be transmitted. "When the time-critical frames have been transmitted, the transmission of the pre-empted frame is resumed. A non-time-critical frame could be pre-empted multiple times." [1]

2 TESTING AND VERIFICATION FLOW FOR DIGITAL DESIGNS

Digital design starts with a basic concept and fundamental requirements which should be achieved. According to these requirements architects estimate resources and then start to develop the prototype. It is essential to start with validation planning in the earlier phases. Validation plans are dependent on the processes, formal verification plan, documentation, etc. Formal verification plan must contain a set of phases to prove or disprove the design functionality. This plan is set according to the safety integration level (SIL). Furthermore, the plan must also contain three essential milestones: simulation, emulation and testing.

There is a wide range of verification tools which are used for simulation (UVM, UVVM, VUnit, eVC, etc). The Universal Verification Methodology (UVM) [2] is a preferred method for building the verification environment. The VHDL based methodologies (OSVVM, UVVM) [3] are also used because of the open source (free license) projects.

Complexity of modern digital designs creates an enormous verification challenge which can be reached through implementing advanced emulation techniques. There are three emulation approaches: SW, HW ,and hybrid approach.

- The TLM-2.0 classes are layered on top of the SystemC class library, it is one of the full SW emulation technique. This is basically an interoperability layer; class generates a payload which is subsequently sent through core interface into a target socket. The synchronizations are defined as loosely timed (strong) or approximately timed (weak). [4]
- Co-Modeling is one of the hybrids more SW-related approach, which is based on virtual devices. "Virtual devices are the confluence of three technologies: emulation, co-modeling and in-circuit emulation (ICE). Connection between these software and RTL pieces is achieved by using the co-model Channels." [5]
- Protocol aware automation test equipment (PA ATE) has been develop or HW emulation. This technique operates in three modes: Virtual Emulation (Existing ATE using real time sequencer, digital source and capture), Bench-like Functional ATE options (non-emulation) and Hybrid Approach (Native Emulation). [6]

PA-ATE consists of: PA Port (An ATE pin or group of pins that emulate a given protocol), PA Object (An object-oriented programming model for the PA Port which contains properties and methods for a given protocol), PA Memory (Stored PA Transaction Memory, Generated and Captured by the PA Port) and PatGen (Standard pattern generator or sequencer). [6]

Emulation techniques have been helping reveal a huge number of bugs in the design, which give a high probability that bugs will be avoided after chip fabrication. Testing performed during the chip production shows inaccuracies in the given technology and processes. After chip is manufactured it must be checked for full functionality. Automation test equipment (ATE) is used for confirmation of the chip correctness. New die is connected to this equipment via pins. Due to complexity of designs the ATE is connected to the modern interfaces (e.g. IJTAG, PSI Express), which communicate with inner design for the test (DFT). This DFT must be designed after creating a prototype and is verified along with the core design verification. The DFT has few techniques: Ad hoc, boundary scan chains (JTAG, IJTAG), build in self-test (BIST), automatic test pattern generator (ATPG), etc.

Boundary scan, also known as (I)JTAG (IEEE 1149.1/P1687) [JTAG/IJTAG] is a fully HW approach. JTAG interface is used to control the device during testing by sending commands and data to it in the form of instrument vectors, and the data obtained by the instrument must be extracted. IJTAG is an extension of JTAG, especially designed to allow reconfiguration of the part of the design. These smaller parts of the design are defended as special scan chain called "segment insertion bits" (SIBs). [7]

BIST and ATPG are the techniques where the applied tester is located inside the hardware elements. ATPG is used for testing of the critical parts, by applying patterns from the external tester and observing the results.

3 HYBRID PROTOCOL AWARE MAC-802.1QBU TESTER

Hybrid protocol aware tester got its name following the PA technique (described in chapter 2), because it used the basic concept of this technique. The hybrid object has two layers of abstraction, SW and HW. SW layer controls the HW layer through the transaction component. From the SW point of view, objects are virtual modules processing an action according to the commands. On the other hand, HW objects are physical modules waiting for commands to start the action. In the case that the SW needs to change the behavior of an object, HW must be updated. Specific functions and requirements determine the HW design, which must be fully controlled by the SW. [8] Figure 1 shows the structure of the hybrid protocol aware MAC-802.1Qbu tester (in further text HPAT). For more information regarding this design see [8]. This tester has two objects (generator and monitor) which need to fulfill the Qbu sub-standard. This Sub-standard has defined two types of transaction, express (priority) and pre-empted (fragmented). According to this sub-standard, the objects have two patterns, the first one generates priority data stream, while the second one generates pre-empted data stream. Generated streams are then sent into port or into scoreboard, where these streams are used for transmitting (generator's function) or receiving (monitor's function).

Generator's task is to create proper stimuli (random or non-random), and to transfer them into DUT according to the standard. Monitor's task is to receive the egress frames and to check frame correctness according to the DUT requirements. IO control interface has a function of translating commands from software (SW) and to use those commands inside the objects in automatic mode. The precise description of these components will be described in further chapters.



Figure 1: Protocol aware hardware tester for MAC-802.1Qbu

The HPAT has a lot of modifications when comparing with the PA ATE tester. The main modification is that the Stored PA Transaction Memory is not necessary, because testing transaction has been provided in the HW. Only the commands from SW are transferred into HW memory.

3.1 IO CONTROL INTERFACE

The previously mentioned IO control interface is specified as a transaction level component. Its main purpose is to connect two abstraction layers. This task is resolved by defining a protocol and sub-protocol. Figure 2 shows this solution. Protocol structure has a header and payload. Header consists of the START and END commands. Payload contains a set of sub-protocols. The sub-protocol has one-word (16 bits or 2 bytes) header and one-word payload. Headers of a sub-protocol are defined as commands (command constant) which are not allowed to be used for a payload.



Figure 2: Protocol structure

Brief example:

SW "sees" an object with dedicated commands. According to these commands, the SW should send the following protocol: START, CMD1, CMD1_VALUE, ..., CMDn, CMDn_VALUE, END.

HW is waiting for a set of commands (e.g. same as above), when commands arrive, the proper registers are set (e.g. START, CMD1=INIT, CMD1_VALUE=PATT_GEN1, CMD2=NO_OF_FREMES, CMD2_VALUE=2, ..., END). At the end, when the END command arrives, the transaction starts.

The IO control interface module contains three models: FIFO command, command decoder and status object. FIFO stores a received transaction. Command decoder reads data from the command FIFO, then decodes it and sets proper output registers. A status object is the module which is mapping the status registers and counters with an Avalon MM interface.

3.2 PROTOCOL AWARE MAC-802.1QBU PATTERNS

Patterns have to prepare a data stream for sending or receiving, depending on whether it is a generator pattern or a monitor pattern. In the both cases, pattern needs to generate random or non-random data and to calculate CRC in terms of further check. As it was previously mentioned pattern must be fully controlled by the SW. IO control interface communicates with the pattern via pseudo-interface. This interface contains signals which set input registers and trigger transaction (e.g. if command sets NO_OF_FREMES is 2, input register "no_of_frames" is set to 2; or if END command receives, "start_transaction" is set, which means start generating).

Figure 3 shows a generator pattern and a monitor pattern block diagram. Basically, they are the same, except for the fact that the monitor pattern has an observed memory and scoreboard, which is used for comparing the received data. Monitor pattern is a very good example of reusability, since more than 80 % are reused modules from a generator pattern.



Figure 3: Patterns block diagram a) Generator pattern b) Monitor pattern

3.3 PROTOCOL AWARE MAC-802.1QBU PORTS

Generator port should emulate Qbu sub-standard which means that the output stream must be uninterrupted (Ethernet stream). When generator patterns prepare data, this module must proceed according to the commands from IO control interface. IO control interface communicates with the port module in the same way as a pattern component.

Essential function of generator port module is timing management. Figure 4 shows how this module is supposed to read data stream from patterns. FRAME_WAIT_PRIORITY and FRAME_WAIT_FRAG commands set the waiting time for priority and fragmented frames. Starting time is the same for both patterns. When the first pattern (e.g. priority pattern) generates a frame, more precisely when the frame appears in FIFO Avalon st, control port module starts to decrement counter or to "lose waiting time" for that pattern. When the second pattern (e.g. fragmented pattern) generates frame, control port decrements the counter for this pattern. In the case that both frames arrive in the same time (which is a normal situation, because of the same pattern logic) it starts to lose time in the same clock cycle.

Figure 4 shows one example when both frames arrive at the same time. If waiting time for fragmented frame is lower than for priority frame, then fragment sends the first one. The "losing" time is same for both frames. According to this rule, after the first fragment is sent, priority frame needs to wait only for the T_2 left time. Waiting time for the second fragment is also decrement for time T_2 , then it waits for T_3 and so on. Using this function, the port could emulate different idle time for frames, which can occur in real networks. This different time can be random for DUT, but it is dedicated to the monitor and that allows for better testing.



Figure 4: Timing diagram

Port monitor is much simpler than port generator. It has to receive Qbu frames and then send data into related pattern and check the header. Header checker compares the received symbols with the input commands.



Figure 5: Ports block diagram, a) Generator port and b) Monitor port

4 RESULT

Logic utilization (in ALMS) is 54 % (26.351), when FIFO memories are set to 4 KB. Meaning that it occupies more than half of the chip area. If FIFO memories are set to 1 KB, design corrupt only 15 % of logic area.

5 CONCLUSION

Different testing and verification techniques have various approaches on how to test a digital system. There is no direct answer which technique is better, some of them are better in early phases, while the others are better in the later phases. Hybrid protocol aware MAC-802.1Qbu tester is one of the techniques that can test systems in real-time. It is flexible for reusing and changing of components. Another advantage is its integration with other techniques (e.g. BIST, TLM2.0). Furthermore, the testing transaction has also been provided in the HW, which has rapidly increased the testing speed. Tester architecture was designed as proof of the concept. This architecture has few conceptual issues, with the biggest being the Avalon stream interface. This issue is referred to increase the logic from 15 % to 54 % in cases where memory is changed from 1 KB to 4 KB. Future plan is to resolve the memory problem, add Ethernet interface and more TSN sub-standards.

REFERENCE

 T. Jeffree, S. Farm a Bunessan, "IEEE 802 LAN/MAN Standards Committee," IEEE, 12 March 2017. [Online]. Available: http://www.ieee802.org/1/pages/802.1bu.html. [Approached 30 September 2019].

- [2] Accelera, "Universal Verification Methodology (UVM) 1.2 User's Guide," 8 October 2015. [Online]. Available: https://www.accellera.org/images//downloads/standards/uvm/uvm_users_guide_1.2.pdf. [Approached 10 March 2019].
- [3] Anon, "Open Source VHDL Verification Methodology[™] (OSVVM[™])," 14 March 2020. [Online]. Available: https://osvvm.org/. [Approached 14 March 2020].
- [4] B. Vanthournout, J. Aldis and T. Wieman, "OSCI TLM-2.0 LANGUAGE REFERENCE MANUAL," 2009.
- [5] M. AdbElSalam and A. Salem, "SoC Verification Platforms Using HW Emulation and Comodeling Testbench Technologies," In International Design & Test Symposium (IDT), Cairo, Egipt, 2015.
- [6] A. C. Evans, "The New ATE: Protocol Aware," In INTERNATIONAL TEST CONFE-RENCE, 2007.
- [7] J. C. Potter, L. Alfred, Crouch and J. C. Potter, "FPGA-Based Embedded Tester with a P1687 Command, Control, and Observe-System," In IEEE Design & Test, Salt Lake City, 2013.
- [8] N. Avramović, "Tester for chosen sub-standard of the IEEE 802.1Q," In Brno University of Technology, The Faculty of Electrical Engineering and Communication, 2019. 76 s. Supervisor doc. Ing. Lukáš Fujcik, Ph.D.

OPTIMIZATION AND INVESTIGATION OF THE FREE AIR BALL FORMATION OF THE GOLD WIRE BOND

Martin Búran

Doctoral Degree Programme (1), FEEC BUT E-mail: martin.buran@vutbr.cz

Supervised by Michal Řezníček

E-mail: reznicek@vutbr.cz

Abstract: This paper deals with Free air ball (FAB) formation and its optimization. It is part of the thermocompression of the thermosonic wire bonding process. This paper consists of a theoretical introduction to the topic and specific technological steps that is crucial for correct FAB formation. Technological parameters that can have an impact on the FAB formation process were analyzed. These are for example power of the electric discharge, length of the wire tail or protective atmosphere in the case of corrosive materials of the wire. The impact of these parameters on the quality of the reliability of the FAB and the wire-bonded joint were evaluated. At the end of this paper is a recommendation for the optimization of the wire bonding process for the small amount of the semiconductor chips.

Keywords: Free air ball, optimization, gold, silver, wire tail, discharge

1 INTRODUCTION

The wire bonding technology is the commonly used first-level technology for connecting semiconductor chips with a lead frame of the components or other substrates Three basic processes can be used for this technology. It can be used thermocompress wire bonding or the wire bonding by ultrasonic energy. Another option is to use the thermosonic process, which combines the two previous ones. A joint is made due to the combination of a pressing force, ultrasound energy, and temperature, for a defined time. [1].

The FAB formation is the first technological step for the thermosonic or thermocompress bonding process. For this process is a real condition where the FAB has variable sizes, is not consistent or is off-centered. Mentioned problems can depend on the length of the wire used for the formation of the sphere or on the shape and size of the bonding tool. A result of the mentioned process is important for wire bonding of joint, for the correct wire bonding process of an entire chip and reliability of the entire device [1],[2],[3].

2 MOTIVATION

In an industry scale, billions to tens of billions of joints are made by wire bonding technology [1]. For these purposes are used specialized industrial machines. However, for small volumes of wire bonding joints or experimental samples, wire bonding by industrial machines is not suitable. Usually, compact semiautomatic devices, where the process is operated by an operator or a trained person, are used [4]. For the success of the entire process and its long-term reliability, it's necessary to optimize this process. Specific parameters of the wire bonding process are selected according to the type of semiconductor chip for wire bonding. We are interested mainly in the material of the wire bonding pad and its thickness [5]. We are interested in the same details for the second pad also [1]. The next important thing is the purpose of using the mentioned application. It is possible to choose different wire materials or his diameter according to the application of a chip. The most commonly used material for wire bonding with the thermosonic process is gold [1]. The first step of this process is

the formation of the FAB (Figure 1). This is performed by using electrical electronic flame off (EFO) discharge [1],[2],[3].



Figure 1: Gold Free Air Ball

3 EXPERIMENT

This experiment has two main parts. The first part contains the preparation of the samples. These samples were prepared on the semiautomatic wire bonding machine. After this preparation were the samples observed and evaluated. Based on this evaluation was technological wire bonding process designed. At the end of this experiment was performed wire bonding on the semiconductor chip. The results of this process were evaluated again.

3.1 FAB FORMATION

The entire experiment was performed on the HB16 wire bonding device equipped with a capillary tool [4]. First, a golden wire was manually pulled out of the tool. The pulling out to a specific length process was done by the device's console. After launching of a panel, the wire is ejected via clamps. [4]. The motion of the clamps causes insignificant mechanical damage to the bonding wire (Figure 2). This damage is not critical for bonding in these technological conditions.



Figure 2: Damage of the wire caused by the clamps

A tail of the wire was manually ejected to lengths 100, 250 a and 500 μ m. After that, a formation FAB was done via the EFO system with a negative discharge. The negative EFO system was used intentionally. In a case of the discharge with opposite polarity (a positive one), the material of the wire is blasted off. This material clings to the bonding tip and can cause problems during the process of wire bonding. The electrical current and duration of the discharge have a significant impact on the size and shape of FAB [2],[3]. In this case, the discharge had constant parameters. After the discharge, FAB with various diameters was formed.

3.2 THERMOSONIC WIRE BONDING PROCESS

The tail length of 250 μ m was selected for the wire bonding of the semiconductor chip. The FAB for this solution was approximately 60 μ m in diameter. Generally, it is considered optimal when the

FAB has a 2-5x of wire size in diameter. For wire bonding experiment was selected LM124 semiconductor chip with aluminum bonding pads (Figure 3). All these bonds were performed in the same process setting. However various results were achieved. The diameter of the ball bond and its deformation was various.



Figure 3: Surface of the bonded chip

4 **RESULTS**

4.1 **RESULTS OF THE FAB FORMATION**

With constant energy of the negative discharge (recommended by the manufacturer: V_{dis} = 2 kV; t_{dis} , I_{dis} =100% of the adjustable range), a ball of various sizes was formed by using different tail lengths of the wire (Figure 4). Direct proportion is observed here - with lengthening of wire's tail, the FAB gains in volume.



Figure 4: Comparison of the dimensions of FAB for 100, 250 and 500 µm

After FAB inspection by the scanning electron microscope, it is possible to say that for all chosen tail lengths was made FAB which was centered and had a consistent spherical shape (Figure 5).



Figure 5: Detail of FAB for 100, 250 and 500 µm

In the case of FAB with 60 μ m in diameter, it is possible to observe the ripples (Figure 6). These ripples are typical for FAB made of copper wire. In the case of gold wire is this phenomenon unusual [3].



Figure 6: Detail of FAB Ripples

For all mentioned cases was used the negative EFO discharge. With positive polarisation (recommended by the manufacturer: V_{dis} = 2 kV; t_{dis} , I_{dis} =25% of the adjustable range), the wire material is blasted off and lands on the tool. This can lead to higher adhesion of the wire ball to the bonding tool. This change adversely affects the shape and centering of FAB. During the experiment, a visible change was observed on the surface of the bonding tools, whereas created FAB wasn't centered and was deformed because of clinging to the bonding tool (Figure 7, 8). This solution was evaluated as unsuitable.



Figure 7 (left): Consequences of the positive EFO for the bonding tip Figure 8 (right): Off-centered and damaged FAB

4.2 **RESULTS OF THE SEMICONDUCTOR CHIP BONDING**

After the optical inspection was observed various degrees of deformation on performed ball bonds. This difference is caused by different lengths of the tail during the bonding process. Shorter tail creates a smaller ball. With constant parameters, specifically constant pressing force, more deformation is inflicted on the FAB that is smaller. In the case of a bigger ball, the pressing force impacts a bigger surface and the spatial deformation of the FAB is smaller (Figure 9). In the case of too small FAB (smaller than 2 times the diameter of the wire), there is a risk of jamming the ball in the bonding tool. This could lead to the stopping of the process and a forced change of the tool.



Figure 9: Different bonding result with constant bonding parameters

ACKNOWLEDGEMENT

The article was supported by TESCAN Brno s.r.o.

The article was supported by project no. FEKT-S-20-6215 - A novel approach of modern micro- and nanoelectronics' utilization.

REFERENCES

- [1] HARMAN, George G. a George G. HARMAN. *Wire bonding in microelectronics*. 3rd ed. New York: McGraw-Hill, c2010. ISBN 9780071476232.
- [2] Jau-Liang Chen and Yeh-xChao Lin, "A new approach in free air ball formation process parameters analysis," in *IEEE Transactions on Electronics Packaging Manufacturing*, vol. 23, no.2, pp.116-122 ,April 2000.doi:10.1109/6104.846934, URL: http://ieeex-plore.ieee.org/stamp.jsp?tp=&arnumber=846934&isnumber=18383
- [3] F. Wang, K. Xiang and L. Han, "Dynamics of Free Air Ball Formation in Thermosonic Wire Bonding," in *IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology*, vol. 2, no. 8, pp. 1389-1393, Aug. 2012., URL: http://ieeexplore.ieee.org/stamp.jsp?tp=&arnumber=6180209&isnumber=6255833
- [4] *HB 16 Wire Bonder Opreation manual* [online], Mar 2020, URL:https://lab.sc.gov.ae/attachments/2018_2_6_1517894229475.pdf
- [5] Y. Pan *et al.*, "Comparing the copper and gold wire bonding during thermalsonic wire bonding process," 2016 17th International Conference on Electronic Packaging Technology (ICEPT), Wuhan, 2016, pp. 240-243. URL: http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=7583127&isnumber=7583073

PEROVSKITE SOLAR CELLS FABRICATION WITH PASSIVATION EFFECT OF HIGH MOBITITY PHENOTHIAZINE-BASED HOLE TRANSPORT LAYER

Adam Gajdos

Doctoral Degree Programme (4), FEEC BUT E-mail: xgajdo12@vutbr.cz

Supervised by: Pavel Skarvada

E-mail: skarvada@feec.vutbr.cz

Abstract: Perovskite solar cells are today one of the hottest topics in photovoltaic devices. Compared to traditional c-Si, thin-film CIGS or CdTe solar cells, the fabrication of this type of solar cell is much cheaper, because production does not require ownership of a very expensive equipment and instrumentation. However, it has to be taken into account it has some initial issues as well as other newly developed technologies in the early stages of preparation for a commercial production. This paper deals with a newly synthesized hole transport material as a replacement of commercially available high-cost Spiro-OMETAD transport material. This commercial material has two main issues. Firstly, its production is very expensive and secondly it does not perform a function of a passivation layer for a sensitive perovskite layer. Our newly developed molecule has a positive effect on achieving long-term stable perovskite along with much cheaper production. The produced perovskite solar cell does not achieve highest power conversion efficiency, but they still look promising inf the view of long-term consistent performance.

Keywords: perovskite solar cell, fabrication, HTM, phenothiazine, passivation

1 INTRODUCTION

In the eight years since the first fabrication of all solid-state *perovskite solar cell* (PSC) by Nam Gyu Park et al. in 2012 [1], the *photoelectric conversion efficiencies* (PCEs) of PSCs have experienced an explosive growth. Certified PCEs of 25.2 % for small area PSCs with area of 0.0937 cm², have been achieved [2]. This remarkable achievement had led in PSCs to be considered the most promising class of third generation photovoltaic devices to replace the currently widely used Si solar cells.

Unfortunately, PCE is not main issues these days, there are several barriers remain to be overcome, (a) The environmental toxicity caused by the use of Pb in PSCs, (b) their unsatisfactory stability against temperature, humidity or light exposure, and (c) the dependence of their differential J-V characteristics on the scan directions [3]. Lead-free perovskites still have issue with high performance and there is a room for an improvement. Some hysteresis-free and stability towards temperature, humidity or light exposure PSCs achieved some improvements. In many cases, it was achieved by an interface passivation [4,5].

Interface passivation is the one of the most used and efficient strategies to improve the photovoltaic performance of perovskite solar cells (PSCs). According to *International Union of Pure and Applied Chemistry* (IUPAC), passivation, in physical chemistry and engineering, refers to a material becoming "passive", that is, less affected or corroded by the environment in which it will be used. Passivation involves the application of an outer layer of a protective material as a micro coating, created by a chemical reaction with the base material. The transition process from the "active state" to the "passive state" by a formation of the passivating film. For perovskite solar cells, passivation generally refers to either chemical passivation, which reduces the trap states caused by defects in order to

optimize the charge transfer between various interfaces [6] or physical passivation, which isolates certain functional layers from the external environment to avoid degradation of the device.

Typical PSCs contain six main interfaces, including (a) the interface between the *transparent conductive oxide* (TCO) and *electron transport layer* (ETL); (b) the interface between the ETL and perovskite; (c) the interface between the grains of perovskite itself (i.e. grain boundaries); (d) the interface between the perovskite and *hole transport layer* (HTL); (e) the interface between the HTL and electrode, and (f) the interface between the electrode material and atmospheric environment [7].

2 RESULTS AND DISCUSSION

2.1 PHENOTHIAZINE-BASED ORGANIC SEMICONDUCTOR

A novel push-pull para-methoxyphenyl N-substituted phenothiazine-based organic semiconductor (O-1) published in [8] was used as *hole transport material* (HTM) as well as a passivation interface on the perovskite layer. Chemical structure of the molecule itself is illustrated in **Figure 1**. Electrochemical, optical and thermal properties of molecule O-1, which is reported in [8], show off perfect suitability for organic electronic applications.



Figure 1: Chemical structure of the phenothiazine derivative O-1.

Outstanding charge carrier mobility of 1×10^{-3} cm² V⁻¹ s⁻¹, the highest reported for this class of compounds, correlates with some significant characteristics determining the performance of organic electronic devices. Hole mobility of O-1 compared to Spiro-OMETAD (standard compound for perovskite solar cells fabrication as HTM) is almost by two orders higher. The *highest occupied molecular orbital* (HOMO) level, corresponding to the ionization potentials of the materials, were derived from *differential pulse voltammetry* (DPV) in dichloromethane solution. The highest occupied molecular orbital level of O-1 is -5.29 eV, which is slightly lower than HOMO level of Spiro-OMETAD.

The *ultraviolet-visible* (UV-Vis) absorption spectra of O-1 thin films are shown in **Figure 2**a. The molecule O-1 were dissolved in *chlorobenzene* (CB) with a concentration of 10 mg ml⁻¹ and 34 mg ml⁻¹, and spin-coated onto glass substrates. Naturally, the higher concentration leads to a higher absorption. The absorption spectra show in Figure 2a two distinct bands. One band is at wavelength of 334 nm and another at 506 nm.

Thermal properties of O-1 were investigated with *differential scanning calorimetry* (DSC) and *ther-mogravimetric analysis* (TGA). The results of DSC shown *melting temperature* (T_m) point at 199 °C and *decomposition temperature* (T_d) at 302 °C was obtained from TGA [8].

Figure 2b presents photoluminescence emission spectra of the perovskite film on glass (excitation wavelength at 640 nm). Addition of Spiro-OMETAD results in notable spectral change, local excited state emission at 780 nm is almost quenched (97,1 %). Addition of O-1 results in 86,7% quenching of excited state.



Figure 2: (a) UV-Vis absorption spectra of freshly prepared films of O-1 molecule; (b) Photoluminescence (PL) spectra of a perovskite film (black line), a perovskite film with Spiro-MeOTAD (red line), and a perovskite film with a O-1 (blue line).

2.2 **DEVICE FABRICATION**

Fluorine-doped Tin Oxide (FTO) glass substrates were etched in the mixture of Zn powder and 4M *hydrochloric acid* (HCl) to define active area and prevent short circuit from top Au electrode directly to FTO. Four step ultrasonication bath procedure in 2% Mucasol, deionized water, acetone and iso-propanol were performed after etching ended up by a nitrogen flow drying.

After cleaning, UV ozone was used right before *compact titanium dioxide* (c-TiO₂) layer were deposited by spray pyrolysis. Clean substrates were placed onto hotplate and left for 15 minutes at temperature of 450 °C. The precursor solution comprises 0.45 ml of acetylacetone and 0.70 ml of titanium diisopropoxide bis(acetylacetonate) stock solution (75% in 2-propanol) diluted in 9 ml of ethanol. The whole solution is sprayed using oxygen as carrying gas at a distance of 15 cm, with at least 30 s of delay between each spraying cycle. During each cycle all the FTO surface must be covered within few seconds. After spraying, substrates are maintained at temperature of 450 °C for an additional 20 min before cooldown [9].

Mesoporous titanium dioxide (m-TiO₂) layer was spin-coated. The solution of 30 N-RD Dyesol TiO₂ paste diluted under stirring as 150 mg ml⁻¹ of ethanol should be prepared at least one day before using it and left under stirring all the time. Spin-coater is set to 4000 rpm with an acceleration of 2000 rpm s⁻¹ for 10 s, after spinning substrates are sintered at temperature of 450 °C for 30 min, then cooled down to room temperature [9].

Perovskite film deposition is multiple step procedure. One day before film deposition, we prepare 1.5M PbI₂ and 1.5M PbBr₂ stock solutions in 4:1 V/V dimethylformamide (DMF)/dimethyl sulfoxide (DMSO) mixture and 1.5M CsI stock solution in DMSO and let them warmed overnight at 65 °C. Next day, we prepare 1.27M bromide MABr:PbBr₂ (MaPbBr3) and 1.27M iodine FAI:PbI₂ (FAPbI₃) based perovskite solutions and mix them in a 5:1 V/V ratio. By mixing, we get the MAFA precursor solution with the nominal formula of (FAPbI₃)₈₃ (MAPbBr₃)₁₇. Final step for CsMAFA precursor is addition of CsI stock solution to MAFA precursor in 5:95 V/V. Perovskite film is deposited by two-step static spin-coating in glovebox, first step (10 s at 1000 rpm with 200 rpm s⁻¹) to ensure full surface coverage after dropping 100 µl the solution in the middle of the substrate and a second step (20 s at 6000 rpm with 2000 rpm s⁻¹), 5 s before end of spinning dispense 100 µl of chlorobenzene (the antisolvent). Immediately after spinning ends place substrate on the hot plate at temperature of 100 °C for 60 mins [9].

The O-1 solution was prepared in two different concentrations, 10 mg ml^{-1} and 20 mg ml^{-1} . The powder O-1 was diluted in CB and preheated to 120 °C. Film was deposited by dynamic spin-coating with equal parameters of spin-coater to Spiro-OMETAD deposition step (30 s at 1800 rpm), after deposition the substrates rest overnight in dry air.

Gold layer is evaporated as a top selective electrode and it is deposited in a two-step process: the first 2 nm at 0.1 Å s⁻¹ and then at 1.2 Å s⁻¹ up to 100 nm. The schematic and corresponding SEM cross-section images are shown in **Figure 3**.



Figure 3: (a) Schematic of perovskite solar cell architecture. (b) The corresponding SEM crosssection image is shown below with a scale bar of 500 nm. Part of the SEM image have been coloured following the schematic.

2.3 **DEVICE PERFORMANCE**

Produced batch consist of 12 samples, each sample comprise of 4 devices (6 samples with 10 mg ml⁻¹ O-1 and 20 mg ml⁻¹). Nevertheless, none of samples using 20 mg ml⁻¹ O-1 concentration perform properly, *power conversion efficiency* (PCE) was always less than 1 %. It can be caused by several circumstances (too thick layer for charge transport, also it may be caused with same soluble problem which O-1 had). Figure 4a shows *fill factor* (FF) and PCE of all devices which using 10 mg ml⁻¹ O-1. Average fill factor is 40,5 %, avg. PCE is 4,5 %. *J*–*V* plot for sample S3E3 is depicted in Figure 4b, it shows hysteresis effect in forward and backward scan. All *J*–*V* data have been collected with 10 mV s⁻¹ scanning rate.



Figure 4: (a) The fill factor and power conversion efficiency values for PSCs with 10 mg ml⁻¹ O-1, box plots shown alongside the corresponding data points for one batch of fabricated samples. (b) J-V characteristics for sample S3E3 in forward and backward scan.

3 CONCLUSION

We reported addition initial characterization of newly synthesized molecule O-1 to prove suitability for HTM application in perovskite solar cells. Photoluminescence spectra shows 86.7 % quenching with CsMAFA perovskite film, which is not good as Spiro-OMETAD, but still suitable for HTM application. Fabrication process have been reported briefly, because it is almost similar procedure published in [9]. However, some small modifications have been made and of course novelty in O-1 precursor application as HTM, which was not published at all. Fill factor and power conversion efficiency for all fabricated samples were calculated from J-V measurements done on Sciencetech SS150 AAA solar simulator, which was calibrated to 1 sun. Highest measured efficiency was 5.13 % with fill factor 42.44 %.

ACKNOWLEDGEMENT

This work was supported by the Internal Grant Agency of Brno University of Technology, grant No. FEKT-S-20-6352. This support was gratefully acknowledged.

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 and Park N-G 2012 Lead iodide perovskite sensitized allsolid-state submicron thin film mesoscopic solar cell with efficiency exceeding 9% *Scientific Reports* 2
- [2] Jung E H, Jeon N J, Park E Y, Moon C S, Shin T J, Yang T-Y, Noh J H and Seo J 2019 Efficient, stable and scalable perovskite solar cells using poly(3-hexylthiophene) *Nature* 567 511–5
- [3] van Reenen S, Kemerink M and Snaith H J 2015 Modeling Anomalous Hysteresis in Perovskite Solar Cells J. Phys. Chem. Lett. 6 3808–14
- [4] Han F, Luo J, Zhao B, Wan Z, Wang R and Jia C 2017 Cesium Iodide Interface Modification for High Efficiency, High Stability and Low Hysteresis Perovskite Solar Cells *Electrochimica Acta* 236 122–30
- [5] Chaudhary B, Kulkarni A, Jena A K, Ikegami M, Udagawa Y, Kunugita H, Ema K and Miyasaka T 2017 Poly(4-Vinylpyridine)-Based Interfacial Passivation to Enhance Voltage and Moisture Stability of Lead Halide Perovskite Solar Cells *ChemSusChem* **10** 2473–9
- [6] Arora N, Dar M I, Abdi-Jalebi M, Giordano F, Pellet N, Jacopin G, Friend R H, Zakeeruddin S M and Grätzel M 2016 Intrinsic and Extrinsic Stability of Formamidinium Lead Bromide Perovskite Solar Cells Yielding High Photovoltage *Nano Lett.* 16 7155–62
- [7] Anon Impact of Interfacial Layers in Perovskite Solar Cells Cho 2017 ChemSusChem Wiley Online Library
- [8] Shinde D B, Salunke J K, Candeias N R, Tinti F, Gazzano M, Wadgaonkar P P, Priimagi A, Camaioni N and Vivo P 2017 Crystallisation-enhanced bulk hole mobility in phenothiazinebased organic semiconductors *Sci Rep* 7 1–10
- [9] Saliba M, Correa-Baena J-P, Wolff C M, Stolterfoht M, Phung N, Albrecht S, Neher D and Abate A 2018 How to Make over 20% Efficient Perovskite Solar Cells in Regular (n–i–p) and Inverted (p–i–n) Architectures *Chem. Mater.* **30** 4193–201

Doktorské projekty

Komunikační technologie a informační bezpečnost

APPLICATION FOR GEOLOCATION DATABASES

Tomas Caha

Doctoral Degree Programme (1), FEEC BUT E-mail: tomas.cahal@vut.cz

Supervised by: Dan Komosny E-mail: komosny@feec.vutbr.cz

Abstract: Internet devices can be geographically located by their IP address. The location is derived without the need to communicate or have access to the device. This paper introduces a library and a standalone application for such location. The advantage of the library is a unified access to the major geolocation databases, as each database uses a specific access or interface. By this way, a location can be derived from various sources, compared, and best source selected. Commercial and free-to-use databases are included. The library is available via the GitHub and PyPi repositories.

Keywords: databases, geolocation, IP address, ip2geotools, library, Python

1 INTRODUCTION

Geographical location of network devices is very important nowadays and has many use cases. It is the process of finding the real physical location of a network device or to be more precise location of a user[1]. Firstly, it can be used for increasing comfort of users, e.g. advertisement can be precisely targeted to users where they actually are – local services or products. Secondly, geolocation can help us in prevention from cyberthreats, e.g. it is possible to limit traffic from risky locations or in case of consequences of cyber-threats, geolocation can be helpful in capturing cybercriminals.

Methods of locating network devices can be divided into 2 groups – active and passive methods. Active methods are based on measuring network parameters such as RTT (Round Trip Time). Passive methods use information stored in databases. It is very common that in the databases there is an IP address (or any other type of key) mapped to real physical location. The developed application which will be described further works with geolocation databases which can be searched for public IP address (GPS not needed)[2].

This article is about introduction of a new application which unifies access to several geolocation databases, as each of them uses a specific access or interface. The structure of the application is described and real use-cases are shown. The application was met with interest of many users and even some providers wanted to be implemented.

2 IMPLEMENTED GEOLOCATION DATABASES

Geolocation databases are usually divided to freely accessible databases and commercial databases. Commercial databases have a licence agreement and fees (hundreds to thousands dolars per month), but they tend to provide more precise data. Freely accessible databases can be used only under their terms of use (limited number of requests per day typically) with no additional fees, but the data are not as precise as data provided by commercial databases.

In the developed Python application, interfaces of several geolocation databases were implemented. The list of implemented databases can be found in Table 1. As can be seen, databases provide different types of interfaces with different amount of data in various formats. It was not easy to get all

Database	Туре	Interface	Response type		
DB-IP/IPtoCity	Free	REST API	JSON		
HostIP	Free	REST API	JSON, XML, plaintext		
ipstack	Free	REST API	JSON, XML, JSONP		
MaxMind/GeoLite2City	Free	Python library	python object		
IP2Location/DB5.LITE	Free	Python library	python object		
DB-IP/IPtoLocation	Commercial	web page	web page		
MaxMind/GeoIP2City	Commercial	REST API	JSON		
IP2Location/DB24	Commercial	web page	web page		
Neustar	Commercial	web page	web page		
Geobytes	Commercial	REST API	JSON		
Skyhook	Commercial	REST API	JSON		
ipinfo	Commercial	REST API	JSON		
EurekAPI	Commercial	REST API	JSON, XML, JSONP		
ipdata	Commercial	REST API	JSON		

Table 1: List of implemented geolocation databases with additional information

necessary data from all databases, e.g. DB-IP/IPtoCity does not provide geographical coordinates, so this problem was solved by quering Open Street Map Nominatim which allows to get coordinates to given address (street + city + country). In some cases quering a database can be done only by directly searching on the web page and parsing the web page with response. Two geolocation databases can not be accessed by the HTTP interface, these geolocation databases provide a file with all geolocation data in proprietary format. This kind of files can be opened only by officially provided libraries.

The application contains the module called ip2geotools.databases which includes 3 submodules interfaces, noncommercial and commercial. All of the above listed databases are part of the last two modules.

3 CUSTOM INTERFACE

The module named ip2geotools.databases.interfaces is intended for the custom interface called IGeoIpDatabase. It is a very simple interface definition as can bee seen in Listing 1. It defines one method get with one required parameter IP address and several optional parameters – username, password, path to local database file or API key.

```
from abc import ABCMeta, abstractmethod
1
2
3
   class IGeoIpDatabase:
4
       __metaclass___ = ABCMeta
5
6
      @staticmethod
7
      @abstractmethod
8
      def get(ip_address, api_key, db_path, username, password):
9
          raise NotImplementedError
```

Listing 1: Defined interface IGeoIpDatabase

4 DATA FORMAT AND STRUCTURE

The module ip2geotools.models was created for classes – models used in the ip2geotools package, but also anywhere else. The model is a class for storing information. This module currently contains only the IpLocation model which contains some basic properties for an IP address



Figure 1: Diagram of the IpLocation model



Figure 2: Exceptions diagram

location, see Figure 1. It can be extended as needed.

The model <code>IpLocation</code> also defines several methods for formatting contained data, such as:

- to_json returns model data in JSON format,
- to_xml returns model data in XML format; the root element is ip_location,
- to_csv returns model data in CSV format; separator can be specified as a parameter,
- ___str___ every class has this method in Python; it is overloaded and returns model data as a formatted string (each property on a new line),
- <u>____repr__</u> every class has this method in Python; returns a short string with the package name which the IP address contains.

5 CUSTOM EXCEPTIONS

The module ip2geotools.errors consists of classes – exceptions used in the ip2geotools package for a detailed distinction of errors that can happen during geolocation. Exceptions are data structures holding information about error states.

The exceptions structure is in Figure 2, where the generic exception LocationError was derived from the RuntimeError. In this case, all geolocation errors will be derived from the same par-

ent. During geolocation, several types of errors can happen and therefore several exceptions derived from the LocationError were introduced. These exceptions are used in cases when the IP address can not be found, when there is an authentication or request authorization problem, or when the geolocation database limit was reached and exceeded.

6 POSSIBLE WAYS HOW TO USE THE APPLICATION

The developed application can be used in two ways – as a command-line application or as a part of any other Python program. Firstly, the application must be installed in both cases. The application is published in the Python Package index PyPi and therefore the installation can be done by simply running the following command which uses the pip installer:

1 | \$ pip install ip2geotools

6.1 COMMAND-LINE APPLICATION

Until this point, all described above makes just a set of tools for IP address geolocation but it is not a runnable program. That is why a simple command-line application was created. It is a part of the ip2geotools.cli module. When the ip2geotools is installed, it can be run by the command:

1 \$ ip2geotools

The application has many optional parameters, the help page shows the following usage:

```
    ip2geotools [-h] -d {dbipcity, hostip, freegeoip, ipstack,
maxmindgeolite2city, ip2location, dbipweb, maxmindgeoip2city,
ip2locationweb, neustarweb, geobytescitydetails,
skyhookcontextacceleratorip, ipinfo, eurek, ipdata}
    [--api_key API_KEY] [--db_path DB_PATH] [-u USERNAME]
    [-p PASSWORD] [-f {json, xml, csv-space, csv-tab, inline}] [-v]
    IP_ADDRESS
```

So e.g. if a user wants to find the geographical location of the IP address *147.229.2.90* using the *ipinfo* database and print the result in the JSON format, it can be easily done as follows:

```
1 |$ ip2geotools 147.229.2.90 -d ipinfo -f json
2 |{"ip_address": "147.229.2.90", "city": "Brno", "region": "South Moravian"
, "country": "CZ", "latitude": 49.1952, "longitude": 16.608}
```

6.2 PART OF OTHER PYTHON PROJECTS – LIBRARY

Another way how to use this application is to integrate it into different programs, to be more precise use it as a geolocation module in new Python application/script/module, e.g.:

```
1 >>> from ip2geotools.databases.noncommercial import DbIpCity
2 >>> response = DbIpCity.get('147.229.2.90', api_key='free')
3 >>> response.city
4 'Brno (Brno střed)'
```

7 USE CASE EXAMPLE

Figure 3 shows a graphical representation of data which can be retrieved from multiple geolocation databases using this application. Different databases provide different data with different precision.



Figure 3: Map of returned locations for device (RIPE Atlas network probe) with IP address 195.113.161.50; Map data: Google, Data map

In this example, the module DbIpWeb returned the estimated location just less than 31 meters from the real position provided by the RIPE Atlas archive. All geolocation databases listed in Figure 3 provided the same information on country code where the IP address is probably located – CZ. Modules MaxMindGeoLite2City and Ip2Location working with local geolocation database files are faster in getting data about the given IP address than others working remotely. It took roughly 345 ms in contrast with others where it took from 580 ms to almost 21 s. When performing geolocation on large number of IP addresses, the total time can vary depending on the chosen geolocation database.

8 CONCLUSION

The Python application ip2geotools for unifying interfaces to geolocation databases was developed. The application can be used as a command-line program or as a library in other Python projects. The source code is versioned in Git, published on GitHub and in Python Package index PyPi. Nowadays, other developers make new projects based on this application, e.g. ip2geotools-locator.

The application was met with interest of many people. According to publicly accessible stats[3], it has been downloaded approx. 27 000 times from PyPi. On GitHub[4], it obtained 9 stars, it was forked 4 times and it is a part of 29 other repositories. Some geolocation database providers, such as ipdata, contacted us with a request to add their database into the application. By our survey of available IP geolocation databases on the Internet (to the date of the paper), the app covers 70 percent of them.

REFERENCES

- POESE, Ingmar, Steve UHLIG, Mohamed Ali KAAFAR, Benoit DONNET and Bamba GUEYE.
 2011. *IP geolocation databases*. ACM SIGCOMM Computer Communication Review [online].
 41(2). Available at: *http://portal.acm.org/citation.cfm?doid=1971162.1971171*
- [2] KOMOSNY, Dan, Miroslav VOZNAK and Saeed UR REHMAN. 2017. Location Accuracy of Commercial IP Address Geolocation Databases. Information Technology And Control [online]. 46(3), 333 - 344. Available at: http://itc.ktu.lt/index.php/ITC/article/view/14451
- [3] PePy ip2geotools Download Stats [online]. Available at: https://pepy.tech/project/ip2geotools
- [4] Ip2geotools [online]. Available at: https://github.com/tomas-net/ip2geotools/

OPTIMALIZATION OF MOBILE ACCESS TRANSPORT NETWORK FOR 4G AND 5G

Aneta Kolackova

Doctoral Degree Programme (2019/2020), FEEC BUT E-mail: xkolac15@vutbr.cz

Supervised by: Jan Jerabek, Pavel Masek E-mail: jerabekj@feec.vutbr.cz, masekpavel@feec.vutbr.cz

Abstract: This paper deals with processing delay on edge devices (routers) in Radio Access Network (RAN) in the cellular systems with respect to the used operating system. Operating systems that allow virtualization and are designed for use in access networks are considered and compared i.e., Cisco IOS XE and the VyOS. Following the obtained simulation results from the GNS3 simulation tool, the right selection of the OS enables to achieve decreased processing delay in the given topology and communication scenario. Further, the findings obtained from the simulation scenarios indicate the need for more advanced simulations as the next-generation mobile networks i.e., Beyond 5G (B5G) are expected to handle data traffic with more demanding requirements on the Quality of Service (QoS).

Keywords: 4G, 5G, Mobile Access Transport Network, Cisco, VyOS, GNS3, processing delay

1 INTRODUCTION

As technology continues to evolve, technology requirements grow every year. With the advent of 5G technology, will be and already is necessary to improve functions of all the devices used in mobile network. It is related to the fact that before 5G networks reach their full potential and become self-sufficient, most carriers will be using existing 4G architecture. There are currently two infrastructure options for a 5G network: (i) NSA (Non-Standalone) and (ii) SA (Standalone). In this paper, the focus is given to the NSA option, which partly relies on existing 4G LTE (Long Term Evolution) infrastructure and brings some new technology approaches like 5G NR (New Radio). According to the standard body 3GPP and the information in Release 15 from October 2019, NSA architecture has the 5G RAN (Radio Access Network) and the 5G NR interface working together with existing LTE infrastructure and core network. It goes on to say that this means while only LTE services are supported, the network has the capabilities offered by 5G NR, like lower latency. [1]

To be able to achieve this requirement (low latency), it is necessary to ensure fast data transfers from RAN part to Core part of mobile network. The solution to this problem is clearly Edge Computing, where mobile operators are moving to the gradual innovation of the mobile network. [1] However, they are now in the intermediate phase. No doubt the integration of the new operation entity i.e., edge computing node(s) affects the Access Transport part of the mobile network. Access Transport network is neglected part in the description of functionality in mobile networks. It starts under the antennas, in the Cell Site and connects RAN part with Core part. Logically and physically still belongs to the RAN part. It is all IP-based and consists of networking devices i.e., routers. To meet the requirements of 5G networks such as low latency, it is necessary to ensure the lowest possible processing latency in this part of network. For this reason, processing delays were measured for comparison on routers with different types of router operating system, which were Cisco IOS XE and VyOS. [2] It is important to mention that these operating systems can run on a large amount of hardware and thus they can achieve even better results than in the case of this particular setup.

2 ROUTER OPERATING SYSTEMS

A router operating system is a software responsible for managing the router resources by controlling and allocating memory, prioritizing system requests and processes etc. Today, more than twenty network operating systems are available to manage routers and other network devices (Cisco, VyOS, RouterOS, RouterOS, and Juniper). These days, operating systems can run on different platforms i.e., Linux, IOS, FreeBSD, or NetBSD. For the purpose of this paper, as already mentioned at the beginning, the Cisco IOS XE operating system was chosen as the most widespread manufacturer and the second one was the operating system completely based on Linux i.e., VyOS. [3]

2.1 CISCO IOS XE

Cisco IOS XE does not use IOS as an operating system. It uses Linux, over which IOS runs as a separate process (deamon). This allows to distribute the load across multiple CPUs. This approach differs from other Cisco routers that use only IOS and are thus monolithic. The advantage of an operating system that is not monolithic is that if one process stops working, it will not paralyze the whole system. IOS XE is used for aggregation/edge routers (ASR 900, 1000) or virtual routers (CSR 1000v). With virtualization support, the CSR1000v can be easily run in an emulation environment and was therefore used for this work. [4]

2.2 **VYOS**

VyOS is an open-source operating system based on Debian GNU / Linux. Uses FRRouting (a set of IP routing protocols for Linux and Unix platforms) as a routing engine. It works in either operating mode or configuration mode, similar to a Cisco routers. The operating mode is used to display system and service status. The configuration mode allows the system to be modified and configured. In addition to Cisco IOS XE, it allows to set up a firewall and VPN (Virtual Private Network). VyOS is run on standard amd64, i586 and ARM systems, that means that could be used in cloud deployments, so emulation in the simulation environment is supported. Version VyOS 1.3 was used. [5]

3 ACCESS MOBILE TRANSPORT NETWORK AND ITS EMULATION

The Access Mobile Transport network is based on All-IP technology. Transport network is technologically independent on used technology in RAN part, only has to be able to meet the parameters and requirements depending on the technology used in RAN part (4G/5G). This must be achieved in terms of hardware, software and QoS (Quality of Service) settings. This paper addresses the issue of using appropriate software in routers because the data coming to a given SIAD (Smart Integrated Access Device – router) is already in the form of tagged packets. The tagging occurs on the 4G/5G antennas themselves. As it is depicted in the Fig.1, the transport network is divided into three parts. The shown topology was simulated in the program GNS3. The measurement was concentrated on the part indicated by the yellow color, i.e. the transition between shorthaul and backhaul. Because of the specificity of the measurement, the connection concerning SIAD is described in more details. The MTSO (Mobile Telephone Switching Office) configuration is shown in Fig. 1 only and is not discussed any further.

Cell Site is a place, where mobile antennas for 4G and 5G are located. Usually, under these antennas are shelters with SIAD. SIAD directs data traffic through IP protocol from shorthaul (4G/5G antennas) to NTE (Network Terminal Endpoint) switch and than the traffic goes to MSN (Multi Service Node) pair in MTSO. Shorthaul is using optical fiber with maximal data rate 1 Gb/s. Fiber optic is also used in backhaul – connection between SIAD and NTE switch. The maximal data rate is 1 Gb/s in the phase of NSA - RAN Option 3x. However, ports are prepared for upgrade up to 10 Gb/s in the future.

3.1 PROGRAMS USED FOR SIMULATION: GNS3, OSTINATO AND WIRESHARK

GSN3 is graphical open-source simulator and is available since 2008. GNS3 consists of two software components GUI (Graphical User Interface) "GNS3-all-in-one software" and virtual machine "GNS3 VM". Emulated devices must be hosted and run by the server process. For this measurement was used option with local GNS3 VM on VMware Workstation 15. The GNS3 advantage is that it al-


Figure 1: Transport architecture in simplified form with protocols used in simulation scenario.

lows to create more complex and organized topologies using QEMU equipment, more than the hosting option directly in VMware. [6]

Ostinato is an open-source network generator and analyzer with a user-friendly GUI. It makes it possible to create and send packets with different protocols at different speeds. Ostinato supports protocols such as Ethernet/802.3/LLC SNAP, VLAN, ARP, IPv4, IPv6, IP tunneling and more. [7]

Wireshark is an open-source protocol analyzer and packet sniffer suitable for troubleshooting, creating software and communication protocols. Supports OS such as Windows, Linux, BSD, Mac OS, etc. Wireshark is used to capture the transmitted packets and determine their timestamp to evaluate the delay on the router. [8]

3.2 USED CONFIGURATION

A scenario simulating an Access Transport network was used to create a measurement environment. The scenario contains the appropriate IP addressing plan, routing strategies, QoS policies and protocols for management as in real network.

RAN part is created by QEMU emulators with packet generator Ostinato 0.9 for simulation of eNodeB (4G). SIAD uses QEMU emulator with Cisco CSR 1000v image and VyOS 1.3. Cisco CSR 1000v is used for LEC (Local Exchange Carrier) part and even for MSNs and PE routers.

Ostinato is responsible for generating traffic to the network with QoS tags. Traffic is divided into Bearer VLAN (data) and OAM VLAN (maintaining). Both VLANs are directly connected to SIAD through IPv4.

The configuration on SIAD is more challenging. Routing strategies are complex based on usage of IPv4 and IPv6. There are static IPv4/IPv6 routes used between SIAD and MSNs as default gateways and these routes handle upstream traffic (LEC part is not visible – it is acting like L2 switch). However, downstream traffic for IPv4 in backhaul is possible thanks to OSPFv2 (Open Shortest Path First). Moreover OSPFv2 is working in combination with BFD (Bidirectional Forwarding Detection), so there is instant communication on that link. Downstream traffic for IPv6 uses static routes. On top of that there are QoS policies, shaping traffic depending on leased lines (LEC) and technology in the RAN section (4G/5G). For the purpose of measurements in question, the upstream traffic and QoS settings are the most important. However, it is important to realize that the router must perform many operations based on configuration.

4 TESTING OF OPERATING SYSTEM OF ROUTERS IN TRANSPORT NETWORK

The measurement was focused on SIAD router and its processing delay depending on the operating system. Cisco CSR1000v and VyOS 1.3 were used. As hardware for emulation was used Dell Latitude E5450 with main parameters: Intel 2 Cores i5-5300U CPU @2.3 GHz, and 12 GB RAM. The 3 GB

of RAM memory has always been allocated to the SIAD's image.

The simulation conditions were set in the same way. Each node in simulated transport network topology was running and whole configuration was loaded. The same type of interface with speed 100 Mb/s was used between Ostinato 0.9 (simulating eNodeB) <-> SIAD and SIAD <-> LEC. The observed behavior of the router was only in the uplink direction. So Ostinato generated 5 000 tagged packets with speed 100 packets per seconds and fixed payload 14 B and sent it through Bearer VLAN 101 to SIAD. The minimal size of packets and the total amount of packets were chosen deliberately to measure it in not a fully loaded environment due to used hardware.

Packets were captured using Wireshark on interfaces in front of and behind the SIAD. Their epoch times¹ were used because of synchronization and subtract from each other. This way it was possible to derive the processing time for each of the 5000 packets managed by SIAD.

The measurements were performed 3 times for each of the operating systems. These 3 measurement rounds for Cisco and 3 rounds for VyOS were averaged and plotted, see Fig. 2. The highest average processing delay was 18.27 ms for Cisco, as for VyOS it was 16.74 ms. The lowest average processing delay was 0.50 ms for Cisco, for VyOS it was 0.34 ms. Deviations can be observed in the Fig. 2, these are caused due to queuing at the output link caused by insufficient memory of the test environment and the high memory requirements of the router images. To verify this claim, the same measurement was performed on more powerful hardware, and such variations in processing delay did not occur. However, this is not such issue, because both operating systems were running under the same conditions and their results are, therefore, comparable.



Figure 2: Delay of individual packets in dependence on OS - Cisco / VyOS under same condition.

For better comparison, the results were processed by the boxplot function and plotted – see Fig. 3 from which it is possible to calculate lower processing delay in case of the VyOS i.e., median 0.67 ms. On the other hand, the median was 1.01 ms for Cisco.

5 CONCLUSION

The processing delays on routers were measured to compare the Cisco IOS XE and the VyOS operating systems in simulation of a mobile Access Transport network. It turned out that with the same network

¹It is the number of seconds that have elapsed since the Unix epoch, that is the time 00:00:00 UTC on 1 January 1970.



Figure 3: Processing delay difference depending on the operating system.

protocol configuration, QoS settings and wiring, the VyOS operating system performed better. While using the VyOS, the average delay was 0.34 ms less than in case of the Cisco CSR1000v. Of course, obtained results are very limited and measurements should be repeated under different conditions. For instance, framework defined in RFC 2544 document should be used for deeper verification of this initial testing. [9]

- Craven, Connor. 5G Network Infrastructure. Sdxcentral.com [online]. SDxCentral Studio, January 4, 2020 [cit. 2020-03-07]. Available at https://www.sdxcentral.com/5g/definitions/5g-network-infrastructure/.
- [2] Fiorani M, Monti P, Skubic B, Martensson J, Valcarenghi L, Castoldi P, Wosinska L (2014) Challenges for 5G transport networks. In: Proceedings of the IEEE international conference on advanced networks and telecommunication systems. New Delhi, India, pp. 1-6, [cit. 2020-03-14]
- [3] Network operating System (RTOS). [online]. Apache HTTP Server Test Page powered by CentOS [online]. [cit. 2020-03-08] Available at https://www.tutorialspoint.com/network-operating-system-rtos>.
- [4] *Introduction to Cisco IOS XE.* [online].Networklessons.com [cit. 2020-03-05] Available at ">http://networklessons.com/cisco/ccie-routing-switching-written/introduction-cisco-ios-xe/.>.
- [5] *VyOS History VyOS crux documentation* [online]. VyOS maintainers and contributors. [cit. 2020-03-05] Available at https://vyos.readthedocs.io/en/latest/history.html.
- [6] *Main_page*[online]. [cit. 2020-03-10]. Wiki.qemu.org Available at https://wiki.qemu.org/Main_Page.
- [7] Ostinato Packet Generator [online].[cit. 2020-03-15]. Available at https://ostinato.org/featuress.
- [8] Wireshark [online]. [cit. 2020-03-10]. wireshark.org. Available at https://www.wireshark.org/>.
- [9] Bradner, S.; McQuaid, J.: Benchmarking Methodology for Network Interconnect Devices. RFC2544 (Informational), March 1999. Available at http://www.ietf.org/rfc/rfc2544.txt>.

STORAGE FOR GPON FRAMES

Martin Holik

Doctoral Degree Programme (2), FEEC BUT E-mail: xholik11@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Tomas Horvath

E-mail: horvath@feec.vutbr.cz

Abstract: This thesis deals with the principle of data storage from passive optical networks. The thesis contains a basic summary of differences between individual standards, but the work is primarily focused on the description of the principle of frame storage based on the GPON standard developed by the International Telecommunication Union – Telecommunication section (ITU-T), which is considered the most widespread.

Keywords: Database, GPON, FPGA, Python, SQL

1 INTRODUCTION

In the few last years, the emphasis on stable and fast internet connection has been increased. The progression is well demonstrated by many inventions such as dial-up connection (90's of the 20th century), asymmetric digital subscriber line (ADSL) connection, creation of internet protocol version 6 (IPv6), exhausting internet protocol version 4 (IPv4), massive covering last-mile connections with fiber to the ... (FTTx) etc. High bandwidth is also required for wireless networks, so optical fiber has been introduced into fiber to the antenna (FTTA) [1]. The current traffic of the telecommunication infrastructure is transferred all over the world and provides transmission channels for all previously separated services (telephone networks, mobile networks, energy meter readings, etc.) [2],[3].

The lower maintenance and operation costs of tens of kilometres of lines, without the use of signal repeaters and other active elements along the optical lines, have allowed a huge development of the passive optical networks (PONs). These networks are mostly deployed to connect end users to the Internet as the so-called last mile connection. With this massive development in recent years, both existing and newly developed protocols emphasize their standardization and uniformity across all the devices of all manufacturers. It is precisely because of the lack in the uniformity of protocols which have no compatibility between manufacturers of individual devices.

2 PON STANDARDS

Although the massive expansion of passive optical networks has been observed in the last decade, the development of PONs has begun in the last century. In optical networks, as well as in other telecommunication networks, the way of communication over infrastructure is defined by the transmission protocols.

Optical transmission protocols implemented in optical devices are based on recommendations of the ITU-T and the Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE). Transport protocols are not defined by organizations which only recommend methods of encapsulating and accessing data. The main difference between these two families of protocols is the data encapsulation. While the ITU-T defines a family of protocols based on the time division multiplex (TDM) and data is encapsulated with proprietary protocols, IEEE deals with an encapsulating the Ethernet frames to the optical transport network [4]. The transmission speed is given by individual standards which are described in **Table 1** based on [5], [6], [7].

Standard	Developed by	Speed DOWN/UP	Released
ATM-based PON (APON)	ITU-T	622/155 Mb/s	1998
Broadband PON (BPON)	ITU-T	622/155 Mb/s	2001
Gigabit PON (GPON)	ITU-T	1,244 or 2,488 Gb/s	2003
Ethernet PON (EPON)	IEEE	1,25/1,25 Gb/s	2004
10G EPON (10GEPON)	IEEE	10/1 Gb/s	2009
Next-generation passive optical network (NG-PON)	ITU-T	10/2,5 Gb/s	2010
The next generation passive optical network stage 2 (NG-PON2)	ITU-T	40/10 Gb/s	2015

 Table 1: PON standards – basic overview

Computer networks use the International Organization for Standardization/Open Systems Interconnection (ISO/OSI) model of communication. Although the standards which are defined by the IEEE deal with the encapsulation of Ethernet frames in optical networks, that follows a completely different model of the ITU-T standards.

2.1 GPON FRAME

The GPON frame is the data unit of the second layer in the GPON standard. Its structure is divided into the header and the body in which the encapsulated data of the higher layer protocols are transmitted. It is a standard of the ITU-T organization that uses the proprietary GPON encapsulation method (GEM) for the payload encapsulation. The structure of the GPON frame with the length of each field in the header is shown in Figure 1.

PSYNC	IDENT	PLOAMd	PLEND	PLEND	Bwmap
(4 Bytes)	(4 Bytes)	(8 Bytes)	(4 Bytes)	(4 Bytes)	(Nx8Bytes)

Figure 1: GPON frame structure with field lengths

Compared to the ISO/OSI model, the layer model in this standard is reduced to only 4 base layers – the highest service adaptation layer, the GEM frame encapsulating layer, the GTC layer containing the GPON frames themselves and the lowest layer containing the physical layer frames. Detailed information about the GPON frames can be found in [6].

3 STORAGE FOR GPON FRAMES

So far, our work is primarily focused on the work with the downstream frames defined by the GPON standard. The traffic which was sent by the optical network termination (OLT) to the optical network unit (ONU) is captured by the field-programmable gate array (FPGA) card. Transmitted bits detected by the card are reconstructed back into the GPON frames by parsing software which is written in C#. Further process requires to store the data obtained in a suitable manner in a raw form in order to avoid an unnecessary loading of the parsing software. For the purposes of future analysis, it is necessary to store the reconstructed frames in a raw (binary) form. The binary data representation is unreadable for the people, but for a computer the processing is much faster.

Due to the relatively "low" transmission speed in the comparison with the newer standards, it is necessary to perform a thorough optimization of the storage process in order to apply this principle to the newer optical standards of the ITU-T family. The transmission speed of the standard GPON is 8000 frames per second where the size of one frame can be up to 38 megabytes.

3.1 THE WAY OF STORING

The method of storing frames in the repository is determined in accordance with the use of the repository. Due to the huge data flow and data size, they cannot be stored in one frame at a time. Based on experiments with Microsoft Structured Query Language (MS SQL) database, it was necessary to write several batches of frames at one time.

The main problem discovered in connection with MS SQL database was the subsequent processing of the data by the Python program. Despite the maximum utilization of the relational database potential, such as the relatively easy design of a repository its logical division of data of the same type into individual tables. Reading and adjustment of the data took much more time than the run of the analysis scripts. The JavaScript object notation (JSON) format was chosen as a suitable output for the further process.

3.2 ARCHITECTURE

The first attempts to write a large amount of data were made directly from the parsing software to the MS SQL database according to the diagram in Figure 2. To maintain a certain amount of abstraction, writing from the parser to the database is performed through an application interface (API) created by using stored procedures. These stored procedures are written in the Transact SQL (T-SQL), which is a language for communication with the MS SQL databases. Over the created API, the individual captured frames are sent to the database, where they are divided into individual tables and connected by a unique key ensuring their consistency. Reading from the database is possible through the API, which reads all data based on the query. The second way that the analysis tool was used is to call a query that returns the result in the JSON format.



Figure 2: Simple storage process

As the last API feature, you can make simple filters or calculate traffic statistics. A typical example of a filter is the detection of the ONU activation process from the captured data. Although the research is focused on the development of a single device that will process the GPON data, tasks have been divided into smaller blocks, precisely for better scalability and portability. Due to the high demand on the writing speed and slow processing of the database, there is a high frame loss, which in extreme cases is up to 90% of the frames loss.

In the other tests, the MS SQL database was replaced by the document database MongoDB [8]. This database allows you to save objects in the JSON format. This also ensures faster reading from the database, as there is no need to convert the data to another form because the data is already prepared. With the MongoDB in the serial writing mode the speed has reached 2300 GEM frames per second (10 MB/s). This value is quite low and therefore the parallel writing was chosen. In the second case the speed increases up to 26348 GEM frames per second (108 MB/s). During standard transmission, up to 72000 GEM frames can be transferred in 8000 frames per second, which corresponds to 311 MB/s. The optimal solution to increase the writing speed would be to use the Mongo database in combination with the cluster. Because the resultant requirement is to let everything run on one machine, it is necessary to look for an optimization elsewhere, such as using a cache.



Figure 3: Storage process with using cache

The solution with using a queue as the frame cache is shown in Figure 3. Between the database and the matching software are inserted three components -a manager, a queue and a worker. Thereby the split storage process is divided into two parts. The first one must be fast to fill the cache memory and the second one that reads the stored jobs from the queue and stores them in parallel in the database. In this way, it is possible to start saving separately. After the start of the parser process, all data are being buffered into the cache. If the machine had enough hardware resources, it would be also possible to run workers which read frames from the cache and store them permanently in the Mongo database. In the specific case where the server has the problem with the performance and thus all the performance is consumed by the parsing software and the cache, it is possible to run only storing to the cache and after stopping the parser, to run only the workers and store frames in the database.

According to the diagram in the Figure 3, the Redis database was used [9] as the cache[8]. It is a database of the key-value type that allows to store various abstract values - dictionaries, pictures, sets and more. The values are inserted into the database by the manager, then they are read and processed by the workers. The advantages and disadvantages of this queue implementation affect the behaviour of the whole system. In some cases of the implementation, it was necessary to use the queue and several managers to slow down the entire system in order to prevent overload. In this case we put the emphasis on the real-time processing (storing) requests. For managing the cache was chosen the asynchronous queue called a Celery [10]. The celery is an advanced framework in the Python programming language, which is focused on the real-time processing of tasks, but also supports task scheduling.

The source code of the manager is based on the implementation of the representational state transfer (REST) API using the Flask framework. Using the POST method, the data from the parser are sent to the REST endpoint in the JSON format. The JSON data were inserted into the Celery task and stored in the Redis database. The individual tasks from the Redis are read by individual workers, who compose the GPON frames from the obtained JSON file and then save them as objects into the Mongo database. However, this approach causes a problem in writing parallelization, because the data are no longer stored in the database in the same sequential order, but according to the current size of the tile and the speed of the worker. For this reason, it is necessary to solve the problem of correct sequencing of the frames, for example, according to the frame header or by using a unique key which can be added by the manager. During the test, only the Flask framework development web server was used, which is not suitable for a production deployment, but the speed of serial writing was increased to 8000 frame headers in 2 seconds (53 MB/s).

4 CONCLUSION

This study briefly summarizes the development of the optical network standards, provides an overview of the speed of each standard and describes the fundamental differences between the standards defined by the ITU-T and the IEEE. Even though the GPON standard is no longer the latest, it is still the most widespread and not only in the Czech Republic. Its transmission rates are suitable for common applications. The latest standard which according to the authors in contribution [7], contains a security risk, has not yet reached a massive expansion.

In the second part of this study, the problem of storing frames from the GPON network was described and the achieved writing speed of captured data were presented. With gradual development, we can gradually achieve better results and in the near future we are going to experiment with other technologies that could increase the writing speed. To improve the results on the database side, it might be benefical to replace it with the ScyllaDB database, which should allow faster writing. We are currently working on how to make a full use of the asynchronous queue and we are performing tests with rewriting the code to an asynchronous one, replacing the Flask web interface with the Tornado framework.

ACKNOWLEDGEMENT

Research described in this paper was financed by the grants of the Ministry of the Interior of the Czech Republic, Program of Security Research, VI20172020110, PID VI2VS/422 "Reduction of security threats at optical networks" and VI20192022135, PID VI3VS/746 "Deep hardware detection of network traffic of next generation passive optical network in critical infrastructures".

- [1] A. Y. Mohammad Ellafi, A. M. Mohamed Ammar, and A. R. Zerek, "The Experimental Investigation of Mobile Networks Using Radio over Fiber Solutions", in 2019 19th International Conference on Sciences and Techniques of Automatic Control and Computer Engineering (STA), 2019, pp. 654-659.
- [2] J. Beeharry and B. Nowbutsing, "Forecasting IPv4 exhaustion and IPv6 migration", in 2016 IEEE International Conference on Emerging Technologies and Innovative Business Practices for the Transformation of Societies (EmergiTech), 2016, pp. 336-340
- [3] P. W. Shumate, "Fiber-to-the-Home: 1977—2007", Journal of Lightwave Technology, vol. 26, no. 9, pp. 1093-1103, 2008.
- [4] W. Wang, W. Guo, and W. Hu, "Mechanism Design and Performance Analysis of Coordinated Registration Protocol for NG-EPON", Journal of Optical Communications and Networking, vol. 11, no. 3, p. 10, 2019
- [5] Qiao Yaojun, Yu Xiaoying, Sun Shuhe, Chen Xue, and Guan Kejian, "Frame structure and MAC protocol of ATM-based PON system", inFifth Asia-Pacific Conference on ... and Fourth Optoelectronics and Communications Conference on Communications, 1999, pp. 50-52 vol.1.
- [6] D. Hood and E. Trojer, Gigabit-capable passive optical networks. Hoboken: Wiley, 2011
- [7] T. Horvath, P. Munster, P. Cymorek, V. Oujezsky, and J. Vojtech, "Implementation of NG-PON2 transmission convergence layer into OPNET modeler", in 2017 International Workshop on Fiber Optics in Access Network (FOAN), 2017, pp. 1-5
- [8] "The database for modern applications", MongoDB, 2020.
- [9] "Introduction to Redis", REDIS, 2020.
- [10] "Celery Distributed Task Queue", Celery, 2020.

CONTINUOUS DATA ACQUISITION BY MYRIO USED FOR MEASUREMENT OF POLARIZATION TRANSIENT EFFECTS

Petr Dejdar

Doctoral Degree Programme (2), FEEC BUT E-mail: xdejda00@stud.feec.vutbr.cz

> Supervised by: Petr Münster E-mail: munster@feec.vutbr.cz

Abstract: The paper describes the design and development of a universal software for communication with the myRIO device, which is used for data acquisition from the optical fiber sensing system detects vibrations. Specifically, it is a system using polarized light passing through an optical fiber and the subsequent calculation of the rotation change of the polarization of light. The device from National Instruments myRIO is used to obtain values from four photodetectors of polarimeter. This is a cost-effective system for analysing fast polarization rotation changes from four photodetectors. Finally, the paper deals with the use of a liquid crystal based polarization controller to set the initial polarization of the laser and use the component for measurement of polarization in time.

Keywords: data acquisition, GUI, NI myRIO, optical fiber, photodetector, polarimeter

1 INTRODUCTION

There are two ways to measure the optical polarization of optical fibers. The first is non-destructive measurement using in-line polarimeters. For example, applying a polarimeter using blazed fiber gratings [1]. The second option for measuring is to use an in-line polarimeter based on discrete optical components, namely several semi-transparent mirrors, or it is possible to use a subwavelength antenna array to generate four (or more) scattered beams [2]. Another option for in-line measurement is the use of Faraday rotations [3]. The second option is an impermeable polarimeter. In most cases, these polarimeters are based on Stokes polarimetry. Whether it's commercial polarimeters like Thorlabs PAX1000VIS/M [4], or non-commercial [5].

In the paper the use of polarimeter with four photodetectors for the measurement of polarization rotation is described. Furthermore, there is a design for the possibility of adjusting the polarization of the source using the Liquid Crystal Based Polarization Controller. It consists of four static liquid crystal retarders, which have the same function as rotating plates, in a polarizer using technology with rotating plates. The selected polarizer operates in the C-band and is connected to the FC/APC connector with a pigtail length of 1 m. The National Instruments myRio board, which has twelve input channels and a maximum sampling rate of 500 kS/s, is used for data acquisition from the photodetectors. Thorlabs PAX1000 polarimeter was used to check the polarization rotation measurement. The original connection of the experiment is described in the paper Measurement of Polarization Transient Effects Caused by Mechanical Stress on Optical Fiber [6], where Red Pitaya with two input channels is used for data acquisition from the balanced detector.

The goal is to create a system that can monitor and analyze fast polarization changes. There are also ready-to-use solutions with up to 1 MS/s sampling rate, such as the Photonics in-line polarimeter [7]. The polarimeter we have created could achieve a sample rate of hundreds of kS/s, which is slower but significantly more cost-effective than commercial solutions.

2 METHODOLOGY

A low noise Laser LD101 with a wavelength of 1550 nm and 5 MHz spectral width was used to test the photodetectors as a polarimeter. Using a polarization beam splitter, light is connected to the four photodetectors, from which the signal is then connected via the low noise, rail to rail operational amplifier to the analog inputs myRIO. These analog inputs are labeled AI0–AI3 in Figure 1. Other used pins from myRIO are DI0 and DI1, which are used to control transistors that change signal amplification.



Figure 1: The scheme of the workplace.

3 DATA ACQUISITION

The detection unit consists of four detectors, so for data acquisition, it was necessary to use a device that has at least four analog inputs and at least two outputs for the possibility to change the gain. MyRIO board from National Instruments is used for the data acquisition. It can acquire up to 12 channels at 500 kS/s using one channel. If a user wants to use more than one channel the sampling rate is decreasing. In the simplest program when myRIO reads data from four channels and sends data over Transmission Control Protocol (TCP) protocol, the maximum frequency is 29 kS/s. For more complicated calculations, the sampling frequency then is decreasing again.

For detectors, it is also possible to change the gain. Two digital outputs are used for this purpose, where four gain values $(10\times, 5\times, 1\times \text{ and } 0.9\times)$ can be set using logical levels. This option is implemented in the Graphical User Interface (GUI) and by using network variables it is possible to change this gain before measurement. Another parameter that the GUI should be able to set is the sample rate. Because the sample rate is set using the frequency limitations while loop as shown at Figure 2, this operation also decreases the sample rate. Therefore it is possible to create a GUI for maximum sampling rate, i.e. 29 kS/s and especially a GUI with the possibility of setting the sample rate, where a maximum value of 6.5 kS/s is reached. To change all parameters, network variables are used, which are specially designed for communication with myRIO devices over TCP protocol.

Lastly, an infinite while loop is implemented in myRIO. Because of this, the program starts as soon as the device connects to the electrical network and runs until disconnected. If the operation PC is not connected, only the TCP listener is started on myRIO. The infinite while loop can be terminated by the integrated manufacturer's button.



Figure 2: Block diagram of sampling rate setting.

4 GUI FOR OPERATION PC

For connected PC GUI in LabVIEW was created in Figure 4, where the user can set main parameters. First, the user is able to set the target time. It is set in seconds and is unlimited. The second parameter is Amplification, which switches the network variable for gain. The third parameter is the sample rate, which can be set from 1 to 6500 S/s because of the maximal sampling rate. And the last parameter is file length which defines files and data. For example, the target time is set to 60 seconds and file length to 10 seconds, then it creates 10 files, each with 10 seconds of data. This was created for extra long measurements to further process the data.

The data is saved in Technical Data Management Streaming (TDMS) format because it is the official bit stream format in LabVIEW and can be read in Microsoft Excel. The data can be further processed in both LabVIEW and Matlab. Of course, it is possible to capture data other than using the GUI, so in the GUI IP address is written and port for connecting any computer and the possibility of using other programs. Data is in big-endian, network order format.

The timestamp is generated using the computer's real-time converted to epoch time in Figure 3. This time is only generated when creating a new file. The calculation in each cycle also would slow down the program. At the same time, knowing the sample rate and the start time, it is possible to calculate the epoch time to display the timeline retrospectively.



Figure 3: Diagram of calculation epoch time.

The main function of the program is reading data from TCP and saving it into newly generated files. These main functions are running in two parallel while loops to increase program speed. In the first loop, the TCP port 6486 is opened and the data is continuously read from this port and saved to the current file. The second while loop watches the set file length and when the time is exceeded

the TDMS file is closed, the next file name is generated and this file is created. Based on the local variable, the file name is overwritten in the while loop that stores the data, and this loop then writes the data to the newly created file.

IP:172.22.11.2			
Port: 6486 TCP			
start path			
C:\Users\IntelNUC	Documents\LabVIEW	/ Data	
path			
C:\Users\polarimet	r0.tdms		
	Filename polarimetr	_	
Time Target (s)	Amplification	Sample rate (S/s)	File lenght (s)
	STOP		

Figure 4: GUI for measurement of polarization's data.

5 POSSIBILITY OF USING LIQUID CRYSTAL BASED POLARIZATION CONTROLLER

To build a polarization rotation measurement system, it is necessary to polarize the input light signal. The design of the system must, therefore, be extended by a liquid crystal based polarization controller with a driver. This controller must then be set up.

The polarizer setting must be checked in time with a polarimeter. Thus, it is assumed that the polarization controller is directly connected to the polarimeter. Ideally, a long-term measurement is necessary to verify the correct function of the controller, to detect the change in polarization over time, or what deviation occurs. After adjustment, it is then possible to disconnect the polarimeter and connect the measured fiber. The original scheme of Figure 1 will, therefore, be complemented by a combination of a laser connected to a liquid crystal based polarization controller and then to the fiber spool. This is a configuration for measuring the input light polarization. Subsequently, the fiber spool should be replaced by a real path where the change in polarization rotation will be measured and the changes in the fiber should be determined.

6 CONCLUSION

The first chapter of the paper discusses the theory of polarimeters, some types, commercial polarimeters, and differences between destructive and non-destructive polarimeters. In the following section, the schema of the workplace is shown and the function of each component is explained. The myRIO device used for data acquisition and its program is described below. The fourth chapter describes the GUI, which is used to set up the device and is running on the connected computer. And in the last part, there is a design for using liquid crystal based polarization controller for the initial setting of light polarization.

After commissioning, the device was connected to a real testing trace. Both short-term and long-term (even multi-day) data acquisition were tested. The program for the connected PC was modified over time and the errors that occurred mainly in long measurements were eliminated.

In the future, it is planned to extend laser with the liquid crystal based polarization controller, which should set the initial light polarization and test its function. This system should be used to detect vibrations using a single mode fiber based on a change in the rotation of polarized light.

ACKNOWLEDGEMENT

The research described in this paper was financed by the grant of the Ministry of the Interior of the Czech Republic, Program of Security Research under grant no. VI20152020045 and by the BUT project no. FEKT-S-20-6312. For the research, infrastructure of the SIX centre was used.

- [1] P. S. Westbrook, T. A. Strasser, and T. Erdogan, "In-line polarimeter using blazed fiber gratings," in *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 12, no. 10, pp. 1352-1354, 2000.
- [2] J. P. Balthasar Mueller, K. Leosson, and F. Capasso, "Ultracompact metasurface in-line polarimeter" in *Optica*, vol. 3, no. 1, 2016.
- [3] Z. Y. Zou, H. Q. Liu, W. X. Ding, J. Chen, D. L. Brower, H. Lian, S. X. Wang, W. M. Li, Y. Yao, L. Zeng, and Y. X. Jie, "Effects of stray lights on Faraday rotation measurement for polarimeter-interferometer system on EAST" in *Review of Scientific Instruments*, vol. 89, no. 1, 2018.
- [4] Thorlabs Inc., "Polarimeter Systems with High Dynamic Range"[Online]. 2020. Available: https://www.thorlabs.com/newgroup-page9.cfm?objectgroup_id=1564.
- [5] J. Campos, A. Peinado, and A. Lizana, "Building polarimeters with liquid crystal cells" in *12th Workshop on Information Optics (WIO)*, pp. 1-2, 2013.
- [6] P. Barcik, P. Munster, P. Dejdar, T. Horvath, and J. Vojtech, "Measurement of Polarization Transient Effects Caused by Mechanical Stress on Optical Fiber" in 2019 International Workshop on Fiber Optics in Access Networks (FOAN), 2019, pp. 26-28.
- [7] Photonics Media, "DSP In-Line Polarimeter"[Online]. 2020. Available: https://www.photonics.com/Products/DSP_In-Line_Polarimeter/pr33143.

CONTENT GAP ANALYSIS OF CURRENT CYBER-SECURITY CHALLENGES OF INDUSTRIAL CONTROL SYSTEMS.

Ondřej Pospíšil

Doctoral Degree Programme (1), FEEC BUT E-mail: xpospi89@stud.feec.vutbr.cz

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

Abstract: This paper deals with the analysis of current research papers dealing with cybersecurity in industrial control systems. The analysis is focused on terminology and deals with possible directions to follow in future research. The article also describes current literature on this issue and recommends some sources to obtain information. The summary provides possible directions to follow in cybersecurity research in ICS.

Keywords: ICS, Industrial Control System, SCADA, security, Intrusion Detection System, Analysis

1 INTRODUCTION

Industrial Control Systems (ICS) is not new, but because of the increasing integration of ICS into the classic Internet network, new cybersecurity requirements have arisen for these networks. For a long time, it was thought that communication in ICS was absolutely secure, mainly because of the use of proprietary protocols. However, this has changed because of the intersection of ICS with the classic Internet and mainly the interconnection of ICS with cloud services. The main advantages are reduced costs and increase network throughput, but the problem is that it is possible to use classic Internet attacks on these networks, which previously could not be used. This is a big problem that should be kept in mind because ICS covers very important areas such as heavy industries, water treatment, nuclear plants, energy industry, thermal plants, etc. Cyber-attacks on these networks have major repercussions ranging from corporate financial losses, losing sensitive company data, production losses to environmental impacts, and even injuries of person. The analysis shows how the interest in cybersecurity solutions within industrial networks has increased over the years (see Figure 1) and it can be seen that this is a major consequence of integration into the classical Internet and cloud services. This article analyzes current work based on various terms related to cybersecurity in ICS. By analyzing individual works, it is possible to find out where there are gaps in the cybersecurity of ICS and what are the challenges in this area.



Figure 1: Increased interest in ICS cybersecurity based on articles from the Web of Science database.

2 CYBERSECURITY IN INDUSTRIAL CONTROL SYSTEM

There are several types of ICS, and the most commonly used are, for example, these: Supervisory Control And Data Acquisition (SCADA), Distributed Control Systems (DCS), Industrial Automation And Control Systems (IACS) and Process Control Systems [1]. ICSs also consist of various components such as sensors, Programmable Logic Controller (PLC), actuators, Human-Machine Interface (HMI), communication gateway, field devices, etc. Some of these parts can be attacked by a cyber-attack [1]. However, the biggest danger started with the use of cloud services and remote access. Currently, remote access applications seem to be the best way for attackers. Kaspersky Lab ICS CERT created a statistical survey for attacks on ICS [2], where one of the main cybersecurity problems is the use of remote access to take control of the devices. The most widely used protocols for wired communication in ICS are Modbus, Profibus, Distributed Network Protocol 3 (DNP3), International Electrotechnical Commission (IEC), Open Platform Communications (OPC) [3] and classic industrial protocols Common Industrial Protocol (CIP) or AS-Interface [5]. ICS also uses wireless protocols such as Wi-fi, Z-Wave, Zigbee [4].

In this article, 1 977 scientific papers dealing with cybersecurity in ICS from Web Of Science were analyzed. A specific search term was used to find optimal results (see List. 1).

Listing 1: Search term for web of science.

```
("SCADA" OR "industrial_control_system" OR PLC OR "distributed_control_
system" OR "Process_control_system" OR "Human_machine_interface" OR "
Remote_terminal_unit" OR "programmable_logic_controller" OR "
operational_technology") AND (Security OR Attacks)
```

This search term includes the most commonly used words within Industrial control systems. Using this expression, have been found articles on this topic from 1990 to the present day. Then the keywords and terms were analyzed for these articles. The frequency of each term can be seen in the Figure 2. For analysis the expressions like cybersecurity, cyber, attacks, systems, networks, vulnerability etc. were removed to make the analysis more valid. The analysis has shown that the most commonly used term in these articles was the term SCADA (supervisory control and data acquisition), which makes it the most popular industrial control system. It can be seen that most of the articles in this analysis dealt with this ICS. Smart grids also had a high frequency, and this is because most publications are devoted to the energy industry. This creates a great deal of research in other industries (water treatment plants, heavy industry, belt production, etc.). An important element is the industrial Internet of Things, which creates security gaps in ICS. When machine learning and Intrusion Detection System (IDS) are combined, the most effective weapon against cyberattacks in ICS is created.



Figure 2: Frequency of terms from 1 977 articles from Web of Science.

Currently, it is possible to divide the studies on cybersecurity in ICS into three categories. The first

category may be, already older studies that are dedicated to the security of the local network ICS. Which used to be all industrial networks. ICS had no Internet connection and communicated only through its proprietary protocols. Everything took place in one area and can only be controlled from that particular area. Of course, the disadvantage of this is that only one area can be controlled from a particular location and there is no remote access. This brings a lot of problems to both customers and providers. The second category is the security solution for cloud services where ICS is connected to the Internet and allows remote access and simplifies the hardware layer of the ICS infrastructure. This is basically a newer solution that has created many new cybersecurity challenges. Studies on this issue [6, 7, 8, 9] have started around 2011, when more publishing activity started within ICS cybersecurity. The third category may be the studies devoted to the IDS and especially the use of machine learning in IDS. Machine learning is currently a major challenge in ICS cybersecurity. At present, the most challenges arise in this respect, especially in robust anomaly detection systems. There are several work on this [10, 11, 12], but there is still a need for better datasets for training and testing algorithms.

By focusing on ICS attacks, it can be said that there are 9 prevalent attacks according to the Zolnavari M. et al. publication [13]. In the context of cyberattacks must be taken on mind confidentiality, integrity, and availability, authentication, authorization, and accountability must also be ensured. Within Integrity, these are attacks Buffer overflow, Code Injection, Improper input validation. For Availability there is a DDoS attack. Within Confidentiality there is Reconnaissance. For Authentication there are attacks Unauthenticated access and Man-in-the-middle and for Authorization there are Directory traversal, Backdoor. All these attacks are also common in the classic Internet networks. This study looks at how valid a machine learning solution is for all these attacks.

In Fig 3 it can be seen that the most common attack in the analyzed articles is injection. It is an attack on integrity, which was mentioned as one of the most common attacks in the Zolnavari M. el al. study [13]. Next is the Malware attack, which was also mentioned in this study. These are mainly classical attacks on the communication network. The number of attacks is increasing and becoming more sophisticated, so it is important to ensure proper detection and testing of industrial networks. Some of the most well-known attacks on the ICS are, for example, a cyber-attack on the European Energy Company or an attack on a dam in New York, and last but not least, an attack on the Ukrainian energy network. Fig 4 shows the popularity of individual protocols and standards.



Figure 3: The frequency of key-words tied to attacks on ICS.

Figure 4: The frequency of key-words tied to protocols and standards.

According to the analysis, the most important protocol is the Modbus protocol which was expected. Second place is not also surprising DNP3 is one of the most used protocols. Thus, there is scope for future works to analyze safety within other ICS protocols. In the context of ICS cybersecurity, it is also important to mention current recommendations and sources from which information can be taken. The Guide to Industrial Control Systems (ICS) Security, published by National Institute of Standards and Technology (NIST) [14], are a good source of general security information in ICS. This document serves as a recommendation of what to secure in ICS. Other very important sources are standards [16, 17], one of which is best suited for information on cybersecurity is the Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE) Standard Cybersecurity Requirements for Substation Automation, Protection, and Control Systems [15].

3 CONCLUSION

This article was devoted to content analysis in the context of ICS security. The most important terms in the ICS cybersecurity were summarized in article. The article summarizes key-word analysis from 1977 articles from the Web of Science database. First, the survey focused on the frequency of generic terms within cybersecurity and Industrial Control Systems. This survey revealed that the individual studies were most devoted to the SCADA industrial control system. Most cybersecurity measures are dealt with on this ICS and, given the great worldwide use, it is a good idea to pursue this issue further. Furthermore, it can be seen that the most effective ICS cybersecurity solution is to use IDS with machine learning. An analysis of several articles dealing with this issue found that there are still missing appropriate datasets for learning. Subsequently, the studies were classified into three categories within the period prior to the integration of ICS into the Internet network, as well as into the security solutions within cloud services and also into the security solutions using machine learning. There are described some studies that deal with these topics. The articles were also analyzed for attacks in ICS where it turned out that the most often attacks is Injection and DoS. Subsequently, the occurrence of individual protocols in key-word was analyzed. The most frequent were Modbus and DNP3 as expected. The article also shows some sources from which it is good to take information for research.

This analysis suggests that the future challenges within ICS are to improve the security of Cloud Access, which is increasingly expanding. Further improve safety analysis by machine learning, especially with better learning datasets. One of the main goals of the analysis should be to create a high quality and flexible SCADA security testing environment where individual attacks are simulated and neural networks are trained. Last but not least, the safety solutions in connection with communication between PLC and actuators or sensors should be examined.

- MACAULAY, Tyson and SINGER, Bryan, 2012. Cybersecurity for industrial control systems: SCADA, DCS, PLC, HMI, and SIS. Boca Raton: CRC Press, Taylor & Francis Group. ISBN 978-1-4398-0196-3.
- [2] Threat Industrial Automation Landscape for Systems: H1 2018, [online]. Kaspersky Lab ICS CERT. 1-30. [Ac-In: p. cessed 15 March 2020]. Retrieved from: https://media.kasperskycontenthub.com/wpcontent/uploads/sites/43/2018/09/06075839/H1_2018_ICS_REPORT_v1.0_ENG_05092018.pdf
- [3] WANYING, Qu, et al. The study of security issues for the industrial control systems communication protocols. In: 2015 Joint International Mechanical, Electronic and Information Technology Conference (JIMET-15). Atlantis Press, 2015
- [4] ULUAGAC, Selcuk, et al. Wireless Infrastructure in Industrial Control Systems. In: *Cybersecurity of SCADA and Other Industrial Control Systems*. Springer, Cham, 2016. p. 29-49.

- [5] KNAPP, Eric D and LANGILL, Joel Thomas, 2015. Industrial network security: securing critical infrastructure networks for smart grid, SCADA, and other indistrial control systems. Second edition. Waltham, MA: Syngress. ISBN 978-0-12-420114-9.
- [6] BHAMARE, Deval, et al. Optimal virtual network function placement in *multi-cloud service function chaining architecture*. Computer Communications, 2017, 102: 1-16.
- [7] SIMMHAN, Yogesh, AMAN, Saima, KUMBHARE, Alok, LIU, Rongyang, STEVENS, Sam, ZHOU, Qunzhi and PRASANNA, Viktor, 2013. Cloud-Based Software Platform for Big Data Analytics in Smart Grids. *Computing in Science & Engineering*. 2013. Vol. 15, no. 4p. 38-47. DOI 10.1109/MCSE.2013.39.
- [8] SAJID, Anam, ABBAS, Haider and SALEEM, Kashif, 2016. Cloud-Assisted IoT-Based SCADA Systems Security: A Review of the State of the Art and Future Challenges. *IEEE Access*. 2016. Vol. 4, p. 1375-1384. DOI 10.1109/ACCESS.2016.2549047.
- [9] SHAHZAD, A, MUSA, S, ABORUJILAH, A, IRFAN, M and SHAHZAD, A, 2014. A NEW CLOUD BASED SUPERVISORY CONTROL AND DATA ACQUISITION IMPLEMENTA-TION TO ENHANCE THE LEVEL OF SECURITY USING TESTBED. *Journal of Computer Science* [online]. 2014. Vol. 10, no. 4p. 652-652. [Accessed 18 March 2020]. DOI 10.3844/jcssp.2014.652.659. Retrieved from: http://search.proquest.com/docview/1671627075/
- [10] MODI, Chirag, PATEL, Dhiren, BORISANIYA, Bhavesh, PATEL, Hiren, PATEL, Avi and RAJARAJAN, Muttukrishnan, 2013. A survey of intrusion detection techniques in Cloud. *Journal of Network and Computer Applications*. 2013. Vol. 36, no. 1p. 42-57. DOI 10.1016/j.jnca.2012.05.003.
- [11] MORRIS, T. and GAO, W., 2014. Industrial control system traffic data sets for intrusion detection research. *IFIP Advances in Information and Communication Technology*. 2014. Vol. 441, p. 65-78.
- [12] BORGES HINK, Raymond C, BEAVER, Justin M, BUCKNER, Mark A, MORRIS, Tommy, ADHIKARI, Uttam and PAN, Shengyi, 2014. Machine learning for power system disturbance and cyber-attack discrimination. In: 2014 7th International Symposium on Resilient Control Systems (ISRCS). IEEE. 2014. p. 1-8.
- [13] ZOLANVARI, Maede, TEIXEIRA, Marcio A, GUPTA, Lav, KHAN, Khaled M and JAIN, Raj, 2019. Machine Learning-Based Network Vulnerability Analysis of Industrial Internet of Things. *IEEE Internet of Things Journal*. 2019. Vol. 6, no. 4p. 6822-6834. DOI 10.1109/JIOT.2019.2912022.
- [14] STOUFFER, Keith; FALCO, Joe; SCARFONE, Karen. *Guide to industrial control systems* (*ICS*) security. NIST special publication, 2011, 800.82: 16-16.
- [15] *IEEE Standard Cybersecurity Requirements for Substation Automation, Protection, and Control Systems*, 2015. USA: IEEE.
- [16] IEEE Guide for Electric Power Substation Physical and Electronic Security, 2000. USA: IEEE. ISBN 0-7381-1960-1.
- [17] IEEE Standard for Criteria for Security Systems for Nuclear Power Generating Stations Redline, 2013. . Piscataway, USA: IEEE.